electronic bookmarks

amplificatore operazionale CUBLOC timer hardware Segnali video Termostato digitale sensore di fumo Microsoft Robotics Studio

n. 298/299 APRILE/MAGGIO - Anno XXVI € 6,00

Fe

www.farelettronica.com

SENSORE DI FUMO

ultra low-power

CAPACIMETRO CON PIC

TIMER HARDWARE A MICROCONTROLLORE

RADIO MODEM E SENSORE RADAR PER CUBLOC E BASIC STAMP

PER IMPARARE

I CONDENSATORI: COME SONO FATTI?

VIAGGIO ALL'INTERNO DI UN OPERAZIONALE

CORSO DI ROBOTICS STUDIO: I SERVIZI

UN TERMOSTATO PER L'ESAME DI MATURITA'

I SEGNALI VIDEO

formati e connettori

RADIO

LA CHIAMATA DIGITALE SELETTIVA

MENSILE Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

ISSN 1591-2272

9 771591 227008 00299

sommario

298/299
aprile/maggio 2010

Zoom in

Progettare & costruire

Progetto tesina

Imparare & approfondire

LUPUS IN FABULA

ACAL technology, 50 - Comfile, 34 - Honeywell Sensing and Control, 50 - Linear Technology, 50 - Microchip, 30, 56 - Microsoft, 102 - Parallax, 34 - Texas Instruments, 52 - Toshiba Electronics Europe, 50

prossimamente su Fare Elettronica

- LE MEMORIE F-RAM
- COME USARE UN MULTIMETRO
- CALLER ID PER NON VEDENTI
- ESPERIMENTI CON BOEBOT

Usa il mobile tagging per vedere sul tuo telefonino gli approfondimenti e gli aggiornamenti sui contenuti della rivista. Per saperne di più visita *www.inwaredizioni.it/IEMOB*

COSA DEVI FARE:

1) Questa operazione la farai una sola volta. Scarica ed installa gratuitamente il software per il tuo telefonino dalla pagina *http://gettag.mobi*
2) Clicca l'icona TagReader sul tuo telefonino
3) Inquadra il codice e segui le istruzioni del software di lettura
4) Il telefono si collega al sito mobile per visualizzare i contenuti

Gli articoli contrassegnati col simbolo **sono già disponibili in formato PDF* all'indirizzo** ***www.farelettronica.com/club***

**Puoi iscriverti al CLUB di Fare Elettronica versando una piccola quota annuale.*

editoriale

di MAURIZIO DEL CORSO

Il riciclo dell' ENERGIA

Il risparmio energetico è il primo passo. Il prossimo step è il recupero di energia ed oggi è realtà con le tecnologie harvesting.

Le raccomandazioni per il risparmio energetico sono un modo passivo per ridurre i consumi di energia, ma ultimamente si sta diffondendo anche un modo "attivo" che non solo consente di risparmiare energia, ma anche di recuperare quella disponibile gratuitamente in natura e trasformarla in energia elettrica riutilizzabile.
Stiamo parlando della tecnica nota come harvesting che ha visto le sua prima applicazioni in formula 1 dove mediante un apposito dispositivo viene recuperata l'energia sprigionata in fase di frenata ed accumulata per usarla successivamente come "spinta aggiuntiva".

Scarica l'applicazione per il tuo cellulare su http://gettag.mobi

Scatta una foto al codice sopra riportato i primi 10 avranno una iscrizione gratuita al club di Fare Elettronica!

Pensandoci bene l'idea è veramente rivoluzionaria. Una normale auto in movimento sprigiona una ingente quantità di energia meccanica e termica che potrebbe essere recuperata e convertita in energia elettrica da utilizzare ad esempio per la strumentazione di bordo o per ricaricare le batterie di un veicolo elettrico. Se poi pensiamo che ogni giorno siamo immersi in un mare di onde elettromagnetiche generate dai segnali televisivi, dalle comunicazioni radio, dalle reti wireless immaginate come sarebbe utile recuperare questa energia!
Ma questo non è solo un sogno… è infatti recente la notizia che la RCA ha messo a punto un dispositivo in grado di ricaricare un cellulare catturando l'energia di una rete wi-fi che si trovi nelle vicinanze.
Le prestazioni non sono ancora eccellenti (la ricarica completa di un cellulare richiede diverse ore) ma i risultati sono senza dubbio incoraggianti: il vicino naviga e il mio telefono si ricarica!

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE TECNICO
Maurizio Del Corso

Segreteria di redazione
Giorgia Generali

Comitato Scientifico
Simone Masoni (Microtest), Francesco Picchi (Microtest), Massimo Rovini (Università degli Studi di Pisa), Tiziano Galizia (Tigal), Claudio Turchetti (Università Politecnica delle Marche).

Art Director
Patrizia Villa

Grafica e impaginazione
Mara Florian

Hanno collaborato in questo numero:
Antonio Cecere, Francesco Di Lorenzo, Giovanni Di Maria, Adriano Gandolfo, Antonio Giannico, Franco Malenza, Giorgio Ober, Francesco Pentella, Luca Stanzani.

Direzione Redazione Pubblicità International Advertisement
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755
Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it
www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

Stampa
Grafiche Sima
Via Provinciale Francesca, 52
24040 Ciserano (BG)

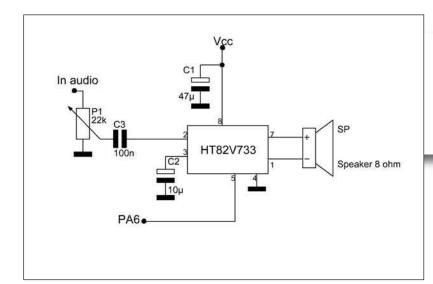
Distribuzione
Parrini & C s.p.a.
Via di Santa Cornelia, 9
00060 Formello (RM)

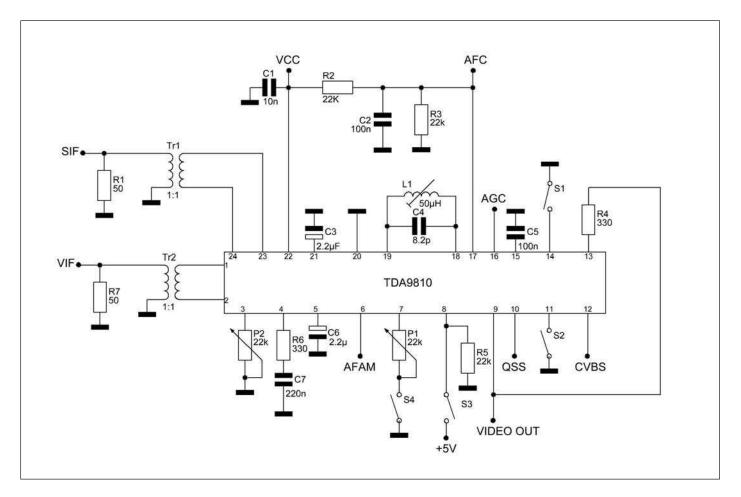
Ufficio Abbonamenti
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755
Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30.
Tel. 02.66504755
Fax 02.66508225

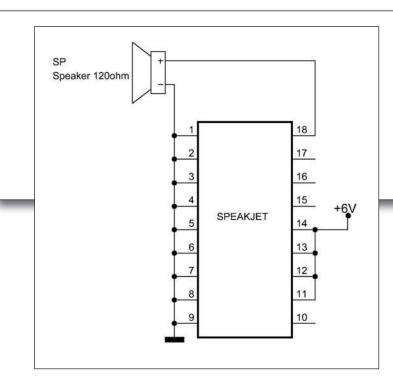
Abbonamento per l'Italia:
€ 49,50
Abbonamento per l'estero:
€ 115,00
Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, a **€ 9,00** oltre le spese di spedizione

Autorizzazione alla pubblicazione
Tribunale di Milano n.647 del 17/11/2003

Collaborare con FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Maurizio Del Corso (m.delcorso@inwaredizioni.it) e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

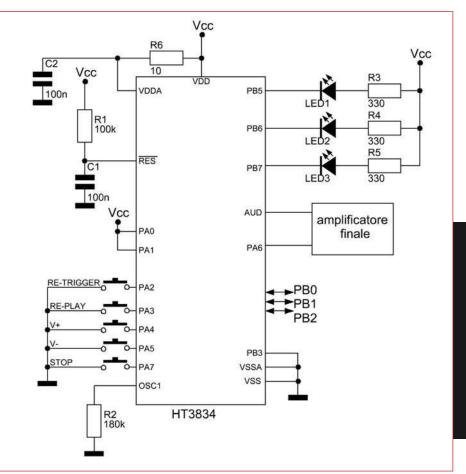
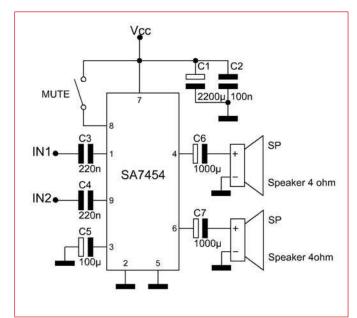
di FRANCESCO DI LORENZO

MINIAMPLI DA 1,2W

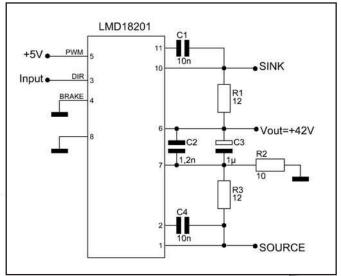
Questo piccolo amplificatore, basato su HT3834, fornisce in uscita una potenza di 1.2W. Viene alimentato con tensioni inferiori ai 5V, ha una bassa distorsione ed un elevato rapporto segnale/rumore.

FA9810 **MULTISTANDARD**

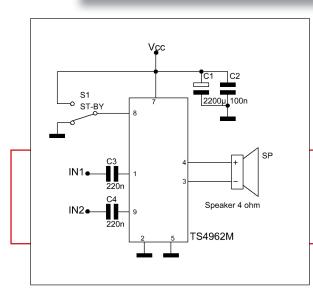
È un circuito integrato multistandard, che è in grado di elaborare il segnale IF e il segnale audio AM, nel QSS-SE e nel sistema VCR. Viene alimentato con una tensione di 5V. Questo integrato possiede una serie di proprietà che lo rendono unico, come ad esempio il controllo del guadagno in alta frequenza ed una demodulazione lineare.

Speakjet

Questo chip è un sintetizzatore, completamente atono prodotto dalla Magnevation nel 2004. Al suo interno incorpora un sistema denominato MSA, ovvero utilizza un sistema che mette a confronto due onde sonore analizzandole matematicamente. La sua connessione è abbastanza semplice, non richiede l'uso di molti componenti, viene alimentato con una batteria di 3V. È programmato per riprodurre 72 elementi sonori, di cui 43 sono effetti sonori, mentre gli altri 12 sono toni DTMF.

GENERATORE DI MELODIE

Lo schema in figura è un generatore di 32 melodie. Esistono due versioni una a 16 pin e una a 28 pin. Non richiede molti componenti aggiuntivi, inoltre può funzionare con tensioni inferiori ai 5V.

AMPLIFICATORE AUDIO CON STANDBY

In figura è riportato un amplificatore audio, con potenza di 6W a canale. Il circuito integrato utilizzato per questo amplificatore è l'SA7454, che integra anche la funzionalità stand-by. Viene alimentato per fornire 6W in uscita con una batteria di 8.5V. Questo amplificatore viene usato nei sistemi multimediali, oppure integrato nei monitor LCD.

Driver di potenza

Questo integrato è in grado di controllare dispositivi in movimento, ad esempio motori, ecc... Utilizza una tecnologia multi-processo che combina tecnologia CMOS e DMOS. La sua struttura interna a forma di H è ideale per controllare motori in corrente continua o motori passo-passo. Fornisce una corrente di uscita superiore ai 3A.

AMPLIFICATORE IN CLASSE AB

Il TFA9800J è un amplificatore audio di classe AB prodotto dalla Philips. Il circuito riportato in figura viene alimentato con una tensione di circa 15V e fornisce in uscita una potenza di 7Watt per canale, con un'impedenza di 4 ohm.

24-25 Aprile 2010

Radiant and Silicon

*CD, DVD, cartucce per stampanti, computer, note-book, telefonia, radiantistica, elettronica, apparati e componenti per telecomunicazioni, internet e ricetrasmissioni di terra e satellitari, antenne, editoria specializzata, una **Borsa-Scambio** presieduta da privati che vendono o scambiano surplus radioamatoriale, informatico, telefonico e quanto altro è attinente a questo mondo purché **perentoriamente usato**; ed infine il **Mercatino della Radio**, con una vasta gamma di apparati, valvole, pezzi di ricambio ed esperti tecnici ed amatori in grado di consigliare sugli acquisti e sulle eventuali riparazioni, sono gli ingredienti che consentono a **RADIANT** di porsi al vertice delle manifestazioni fieristiche di questo settore.*

Dove: Novegro (MI) **Quando:** 24-25 Aprile 2010
Orari: dalle 9.00 alle 18.00, domenica dalle 9 alle 17
Organizzazione: COMIS
info: www.parcoesposizioninovegro.it

CODICE MIP 2787203

17-18 aprile 2010

VII Fiera Mercato dell'elettronica

Radioamatore, Computer, Internet, Telefonia, Antenne, TV sat, editoria specializzata. Manifestazione organizzata con il patrocinio della Provincia di Pescara, Comune di Silvi e le sezioni ARI di Pescara e Chieti.
Dove: Silvi Marina (TE) **Quando:** 17-18 Aprile 2010
Orari: dalle 9.15 alle 19.00 **Organizzazione:** ARI Pescara
info: www.aripescara.org

CODICE MIP 2787201

COMPUTERFEST & RADIOAMATORE®
Il meglio dell'elettronica in fiera

15-16 maggio 2010

ComputerFest & Radioamatore

Fiera dell'elettronica, CD, randiantistica, editoria specializzata, telefonia cellulare.
Dove: Busto Arsizio (VA) **Quando:** 15-16 Maggio 2010 **Orari:** dalle 9.00 alle 18.00
Organizzazione: Compendio Fiere *info: www.compendiofiere.it*

CODICE MIP 2787199

30 APRILE - 1-2 MAGGIO 2010

Radioamatore e Hi-Fi Car

Fiera del Radioamatore:
radiantistica, componenti e ricambi per apparecchiature radio, pubblicazioni tecniche, antenne per ricetrasmettitori, elettronica di consumo, prodotti per telecomunicazioni, informatica.

Hi-Fi Car:
sistemi di controllo, caricatori CD e minidisc, amplificatori, processori, crossovers, speakers, materiali di installazione, sistemi di navigazione, telefonia cellulare, networking information systems, monitors multifunzionali per sistemi multimediali in auto.

Dove: Pordenone
Quando: 30 Aprile - 1 e 2 maggio 2010
Orari: dalle 9.00 alle 18.30, domenica dalle 9 alle 18
Organizzazione: Fiera di Pordenone
info: www.radioamatorepordenone.it

Codice MIP 2787205

8-9 maggio 2010

EXPOELETTRONICA **Forlì**

Alla Fiera di Forlì appuntamento con uno dei più importanti eventi nazionali “consumer” di settore: quello con Expo Elettonica. Le cifre sono quelle delle grandi occasioni: circa 400 espositori, 20.000 mq di esposizione e circa 29.000 visitatori attesi alla manifestazione. Expo Elettronica ha un pubblico vasto ed eterogeneo: appassionati del “fai da te”, elettro-riparatori, “smanettoni”, radioamatori, “cacciatori” di buone occasioni o pezzi rari; questo perché propone un panorama merceologico e un calendario di eventi collaterali veramente ricchissimo. Al suo interno si svolge uno degli appuntamenti più caratteristici ed atteso: il mercatino dell’usato.

Dove: Forlì Quando: 8-9 Maggio 2010
Orari: dalle 9.00 alle 18.00
Organizzazione: Blunautilus
info: www.expoelettronica.it

CODICE MIP 2787207

23 GIUGNO 2010

RFID ITALIA AWARD 2010

Il più importante riconoscimento italiano per le imprese, le Pubbliche Amministrazioni e i centri di ricerca che usano le tecnologie a radiofrequenza per migliorare i propri processi, i propri prodotti e le proprie relazioni. La premiazione dell’Rfid Italia Award si terrà a Roma il 23 giugno 2010, nell’ambito dell’evento più prestigioso del panorama Rfid italiano. Un’occasione unica per fare il punto con gli esperti sullo sviluppo e le prospettive delle tecnologie a radiofrequenza.

Dove: Roma, Università La Sapienza
Quando: 23 Giugno 2010
Orari: dalle 9.00 alle 18.00
Organizzazione: Loft Media Publishing
info: www.rfiditaliaaward.com

CODICE MIP 2787209

SERVIZIO MIP

MORE INFO PLEASE!

IL SERVIZIO UTILIZZABILE PER RICHIEDERE MAGGIORI INFORMAZIONI SUI CONTENUTI DI FARE ELETTRONICA

ONLINE:
www.farelettronica.com/mip

VIA FAX: 02 66508225

NUMERO DELLA RIVISTA 298/299

INSERISCI I CODICI MIP PER I QUALI DESIDERI RICEVERE INFORMAZIONI. UTILIZZA IL NUMERO MIP CHE COMPARE ALLA FINE DI OGNI ARTICOLO O ALL’INTERNO DELLE PAGINE DI TUO INTERESSE.

DATI DEL LETTORE

Nome Cognome
Azienda Indirizzo Azienda
Città Cap Prov. Nazione
Tel. Fax
e-mail

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell’interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal “Titolo II art. 7” della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o trmite email a info@inwaredizioni.it

di ANTONIO GIANNICO

Gli standard dei segnali VIDEO

nali

S-Video, Video-Composito, RGB, VGA, SCART, tutti standard che hanno a che fare con il segnale video analogico e che nell'era del digitale continuano ad equipaggiare molte apparecchiature di video editing e non solo. Districarsi tra tutti questi standard, senza fare confusione, per molti è spesso non facile. Proviamo a farlo con questo articolo inquadrando l'argomento in maniera semplice ed organica

Concettualmente la trasmissione e la ricostruzione di una immagine, grazie al segnale video, è ottenuta scansionando l'immagine stessa da sinistra a destra e dall'alto in basso, riga per riga. Generalmente si riproducono in una prima passata le linee pari e in una seconda quelle dispari (interlacciamento). In generale, il segnale video, per poter essere correttamente interpretato contiene tre informazioni: il segnale in se, un sincronismo orizzontale ed un sincronismo verticale. Se si vuole trasmettere questo segnale attraverso una connessione fisica non è necessario impiegare 3cavi+ massa ma un solo cavo, poiché le informazioni relative ai sincronismi possono essere inserite, insieme a quelle dell'immagine, alla fine del segnale di ciascuna riga **(figura 1)**. Quanto schematizzato in **figura 1** è vero per una trasmissione in bianco e nero. Ricorrendo alla scomposizione della luce nei 3 colori fondamentali, possiamo ricondurre un sistema a colori alla somma di tre sistemi monocromatici, concentrati rispettivamente sui colori Rosso, Verde e Blue. Così facendo si hanno 3 segnali da trasferire. Se si usano 3 cavi uno per ogni componente colore si parla di collegamento RGB, se invece si scompone il segnale video nelle componenti Luminanza (Y), che rappresenta in un certo senso l'immagine monocromatica e Crominanza (C), che rappresenta in un certo senso il colore dell'immagine, è possibile trasmettere il segnale su due cavi separati e si ottiene un collegamento Y/C. Ovviamente trasferire il segnale con più cavi non è pratico, tanto più se si deve sostituire la connessione con una trasmissione radio. Infatti il metodo più semplice per trasferire un segnale video prevede l'uso di un solo cavo che permette di trasmettere un segnale che è la *"somma"*, in qualche modo, di luminanza e crominanza, cioè il cosiddetto segnale videocomposito **(figura 2)**, analogamente a quanto si farebbe per la trasmissione di un segnale in bianco e nero. Dalla tecnica scelta per trasferire crominanza e luminanza deriva la nascita dei vari standard (NTSC - National Television System(s) Committee, SECAM - Séquentiel couleur avec mémoire e PAL - Phase Alternating Line) **(figura 3)**. Il tubo di ripresa è oramai

Figura 1: schematizzazione del segnale video e dei sincronismi.

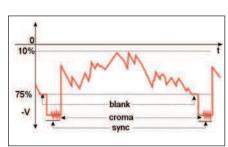



Figura 2: segnale video a colori.

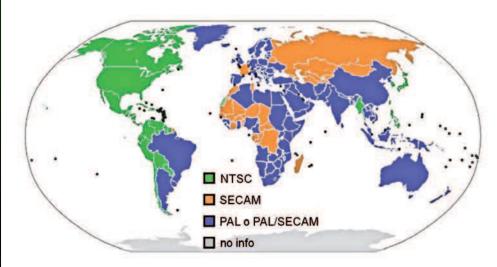



Figura 3: diffusione degli Pal, Ntsc e Secam nel mondo.

Figura 4: il video composito racchiude tutte le informazioni in un unico segnale elettrico composto da molte frequenze.

Figura 5: connettore bnc, utilizzato per il video composito in campo professionale.

stato sostituito dal CCD (Charge Coupled Device) come pure gli apparecchi CRT sono stati sostituiti dagli LCD ma il segnale video televisivo analogico è sopravvissuto. Nonostante ciò si è avuto nel tempo una "rivoluzione" costituita dall'impiego di apparecchiature prettamente digitali. Oggi a queste evoluzioni se ne aggiunge una nuova e storica cioè quella del passaggio alla TV digitale (nelle tecniche moderne digitali, il segnale non viene più trattato in modo analogico, ma le componenti dei colori vengono immediatamente convertiti in digitale). Nonostante ciò interfacce analogiche S-Video, Videocomposito, RGB, VGA, SCART continuano e continueranno ancora ad equipaggiare molte apparecchiature che hanno a che fare con il segnale Video. Queste sigle e acronimi racchiudono concetti che molto spesso finiscono per essere confusi. In questo articolo entreremo nel merito dell'argomento e faremo chiarezza su molti aspetti teorici e pratici riguardanti le connessioni video analogiche tipiche di molti prodotti di video editino e schede TV o che consentono di acquisire e trasferire video analogico. Per questo motivo, nei seguenti paragrafi parleremo dei formati del segnale video, di RGB, S-Video, videocomposito, di standard VGA, di connettori e adattatori e di altro ancora, cercando di fornire una visione organica della materia.

IL SEGNALE S-VIDEO

Il segnale *S-Video* o *Separate Video* è un segnale video a componenti separate, anche conosciuto con il termine *Y/C* (o erroneamente come "S-VHS" e "super video"). Si tratta di un *segnale analogico*, esattamente come il video composito, di cui parleremo a seguire, ma che segna un *netto miglioramento rispetto al video composito*. Esso trasporta le informazioni video affidandole a due distinti segnali cioè luminosità e colore e che per questo è detto a componenti separate. Questa è la principale caratteristica che lo differenzia dal video composito che trasporta entrambe le informazioni in un unico segnale. I due cavi distinti sono contenuti in un'unica guaina e terminati, generalmente, con un connettore standard minidin a quattro poli. Il segnale di lumi-

Figura 6: blanking interval verticale.

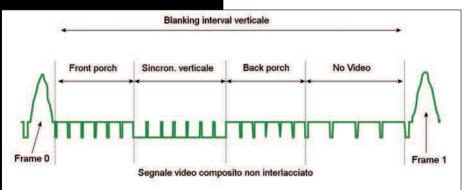
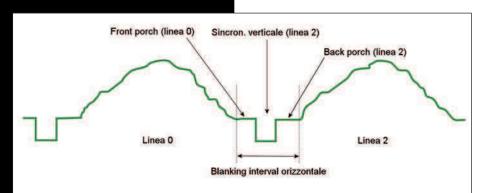



Figura 7: blanking interval orizzontale.

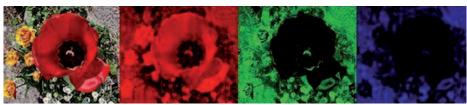



Figura 8: tricromia additiva rgb di un'immagine reale.

nanza e quello di crominanza (indicati rispettivamente con Y e C da cui Y/C) sono ovviamente sincronizzati. Mentre nel segnale video composito il segnale di luminanza all'origine è filtrato passa-basso per prevenire possibili sovrapposizioni tra le alte frequenze del segnale di luminanza e il segnale di crominanza (che è modulato), l'S-Video presenta i due segnali separati e ciò rende superfluo il filtraggio. La banda disponibile per il segnale di luminanza è più ampia ed il problema della sovrapposizione è eliminato all'origine; ne consegue una migliore qualità dell'immagine rispetto al video composito. Grazie alla separazione nelle due componenti luminosità e colore, l'S-Video è a volte considerato un segnale "component video", nonostante sia qualitativamente inferiore a questi (tra cui l'RGB). L'S-Video, riconoscibile dal classico connettore mini-din a quattro pin è comunemente presente nel settore video consumer e semiprofessionale per connessioni video Y/C in televisori, lettori DVD, videoregistratori e console per videogiochi. Una connessione S-Video trasporta i seguenti segnali: 1-Massa Luminanza, 2-Massa Crominanza, 3-Luminanza (Y) , 4-Crominanza. Come vedremo nel seguito è anche possibile portare l'S-Video a mezzo SCART. Buona parte delle uscita TV (TV out) sulle schede grafiche dei PC presentano connettore S-Video. In alcuni dispositivi per l'uscita S-Video sono utilizzati mini-DIN non standard a 7-pin (per esempio in alcuni computer portatili e in qualche scheda video). La particolarità di questo connettore sta nel fatto che l'ingresso a 7-pin può accettare anche connettori a 4-pin in quanto i quattro pin di segnale si trovano nella stessa posizione del connettore a quattro pin.

Figura 9: Interfaccia Rgb.

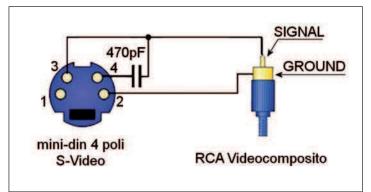



Figura 10: adattatore da S-Video a video composito.

LUMINANZA E CROMINANZA

In un segnale S-Video la luminanza (o *componente Y)* è il segnale che trasporta, praticamente, l'informazione relativa alle immagini in bianco e nero (bassa luminanza corrisponde ad un puntino scuro sullo schermo, alta luminanza ad un puntino chiaro). Storicamente, con l'avvento della televisione a colori, la necessità di mantenere la retro-compatibilità con i vecchi televisori in bianco e nero (ma anche con le vecchie emittenti), portò a progettare i nuovi trasmettitori in maniera tale che anche per le trasmissioni a colori si continuasse a trasmettere il segnale di luminanza, tuttavia ad esso si affiancava opportunamnete un nuovo segnale, la crominanza, che veicolava l'informazione aggiuntiva (colore). La crominanza è quindi una componente dello spettro di un segnale televisivo che, unita alla luminanza, permette di ricostruire immagini a colori. Chi per primo si trovò di fronte alla sfida di trasmettere il segnale televisivo a colori, infatti, capì subito che per assicurare la retrocompatibilità con gli apparecchi in bianco e nero bisognava comunque continuare a trasmettere la luminosità. Per questo motivo si pensò di continuare a trasmettere la luminanza che rappresenta l'intensità complessiva dell'immagine (cioè la somma dei tre colori primari) più altri due segnali:

- i valori di differenza dal colore rosso (Cr);
- i valori di differenza dal colore blu (Cb).

In questo modo un televisore in bianco e nero, riceveva tutti e tre i segnali, ma utilizzava solo quello di luminanza, ignorando gli altri due, mentre un televisore a colori poteva utilizzare i tre segnali per riottenere le tre componenti RGB:

Y = Blu + Rosso + Verde
C_b = Y - Blu
C_r = Y - Rosso

IL SEGNALE VIDEOCOMPOSITO

Comunque venga generato all'origine un segnale video (con i vecchi sistemi di ripresa o con una moderna matrice di CCD in una telecamera) è necessario anche trasportarlo per cui è necessario trasformarlo in una forma opportuna. Poiché un filmato video è una successione di

fotogrammi, per trasferire questi attraverso un cavo è necessario trasformare la luminosità ed i colori contenuti nei fotogrammi in segnali elettrici. Nella TVCC di alcuni anni fa, per esempio (oggi le la TVCC su rete IP ha rivoluzionato molto il settore), si usava molto il Video Composito dal momento che esso consentiva di inviare, su un unico cavo, l'intero segnale video, cioè in altri termini sia l'informazione di luminosità che di colore. Nel video composito, pertanto, tutte le informazioni del filmato (luminosità, colore, audio, sincronia) sono inviate attraverso un segnale elettrico composto da molte frequenze. Fra il suo valore massimo ed il suo minimo c'è un'escursione di 1Vpp. Il fatto che più informazioni siano contemporaneamente contenute nello stesso segnale non è strano in quanto esse sono distinte per banda di frequenza, in uno spettro complessivo che si estende da 50Hz a 6MHz. La **figura 4** mostra l'andamento tipico di una linea TV video composito: il picco verso il basso determina l'inizio della riga mentre il segnale successivo contiene le informazioni che consentiranno al monitor di riprodurre quella linea TV. Per riprodurre un segnale video composito è necessario che il monitor integri un'elettronica in grado di interpretare le informazioni in esso contenute. I parametri caratteristici di un segnale video-composito sfortunatamente non sono gli stessi in tutti i paesi del mondo; esistono cioè diversi formati video (PAL, NTSC e SECAM) che differiscono per numerosi aspetti ed in particolare (**figura 3** e **tabella 1**):

- il numero di fotogrammi al secondo che compongono il video, espresso in campi/secondo o in fotogrammi/secondo (frames/sec) tenendo presente che un fotogramma e sempre composto da due campi (interlacciamento);
- la risoluzione dei fotogrammi cioè il numero di linee orizzontali componenti.

I due formati video principali sono il PAL

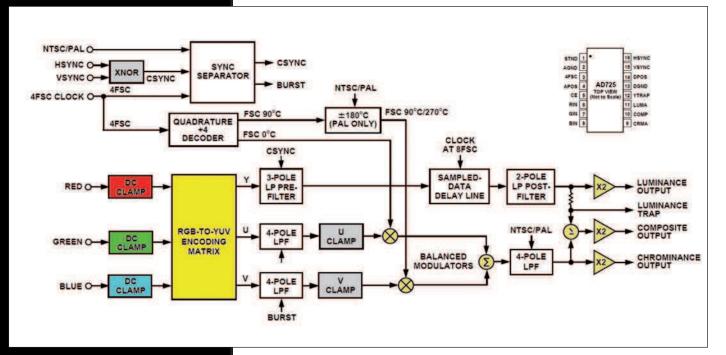



Figura 11: Integrato Video Ad725.

TABELLA 1 – FORMATI VIDEO PAL, NTSC E SECAM

FORMATO VIDEO	FOTOGRAMMI AL SECONDO	RISOLUZIONE VERTICALE DEI FOTOGRAMMI
PAL (Europa)	25 fotogrammi/sec. (50 campi/sec.)	625 linee
NTSC (USA, Giappone)	30 fotogrammi/sec (60 campi/sec.)	525 linee
SECAM (Francia, Grecia, Europa Est)	25 fotogrammi/sec. (50 campi/sec.)	625 linee

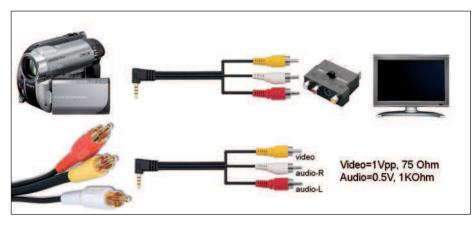



Figura 12: cavi ed adattatore scart per connessione telecamera-Tv.

Figura 13: cavo S-Video.

Figura 14: cavo S-Video ed rca audio stereo.

e l'NTSC, le cui differenze di fondo scaturiscono dal fatto di basarsi su una frequenza dell'alimentazione elettrica differente (50 e 60 Hz). Infatti, quasi tutti i paesi con energia elettrica a 50 Hz utilizzano il PAL, mentre l'NTSC è diffuso nei paesi dove la frequenza è di 60 Hz. Il formato PAL (Phase Alteration Line) è il formato video più diffuso in Europa **(figura 3)**, è definito da una frequenza di alimentazione di 50Hz da cui discende un numero di fotogrammi al secondo pari a 25 (50 campi/sec). Il numero di linee orizzontali componenti ogni fotogramma è 625. Il formato NTSC (National Television Systems Committee) invece è il formato video utilizzato in America, si basa su una frequenza dell'alimentazione pari a 60Hz e prevede un numero di fotogrammi al secondo pari a 30 (60 campi al secondo) ed un numero di linee orizzontali, componenti ciascun fotogramma, pari a 525.

Il formato SECAM (Systeme Electronique Couleur Avec Memoire) è invece un formato video utilizzato in Francia ed in numerosi paesi dell'Est Europeo. Ha gli stessi parametri di fotogrammi al secondo e risoluzione del sistema PAL anche se differisce sia dal PAL che dal NTSC nella gestione del colore. Ovviamente, la comunicazione video tra due apparati comporta che i dispositivi che ricevono il segnale, quali monitor, televisori, schede di acquisizione per P.C., utilizzino lo stesso formato video dei dispositivi che lo generano e che trasmettono. Il video composito o Composite Video o CVBS (Composite Video Blanking and Sync o Color Video Blanking and Sync) si contrappone al video a componenti per il fatto di avere le informazioni componenti il video (luminanza, crominanza, sincronismi d'immagine e di colore) miscelate in un unico flusso informativo. Questo è anche il motivo per cui normalmente ha una qualità peggiore dato che è difficile impedire che le componenti video interferiscano tra loro. Esso è in pratica il segnale della televisione analogica come appare prima che sia combinato con il segnale audio è che il tutto sia modulato su una portante RF. La modulazione del video composito per la corretta frequenza portante RF consente, infatti, di allocare il video stesso nel canale di trasmissione desiderato. Il segnale di luminosità e di

PER *approfondire...*

- www.monitorworld.com/faq_pages/q12_page.html
- www.appuntisuldigitalvideo.it
- Connettore RCA (http://it.wikipedia.org/wiki/Categoria:Connettori_video)
- http://it.wikipedia.org/wiki/Crominanza
- http://it.wikipedia.org/wiki/Video_composito"
- http://www.dseitalia.it/tut_teo_sincronizzazione_video_composito.htm
- http://it.wikipedia.org/wiki/Categoria:Tecnologia_video
- www.inDV.it
- Interfaccia Video VGA con FPGA- A. Di Stefano-Firmware n.11
- AD725 - Low Cost RGB to NTSC/PAL Encoder with Luma Trap Port (www.analog.com)
- VGA Signal Generation with the XS Board Aug 25, 1998 (Version 1.0) Application Note by D. Vanden Bout

crominanza sono combinati insieme secondo il principio di un Multiplex a divisione di frequenza. I circuiti di filtro presenti nel televisore sono in grado, dall'altra parte, di separare i segnali. La presenza di un ingresso o uscita video composita è spesso riconoscibile dalla presenza, sull'apparecchiature, di un unico connettore RCA, in genere di colore giallo, da non confondere con quelli bianco e rosso destinati all'audio stereo.
Come è logico attendersi il segnale video composito può essere impiegato anche a mezzo SCART come avremo modo di illustrare meglio successivamente. Il cavo RCA video composito termina su entrambi i lati con uno spinotto RCA maschio, anch'esso di colore di giallo. La trasmissione, tra apparecchiature, di un segnale di questo tipo avviene normalmente attraverso cavi coassiali RG59, o equivalenti, aventi impedenza caratteristica di 75Ω **(figura 5)**. Lo spettro del video composito raggiungere i 5,3 MHz presenta ampiezza tipica pari ad 1Vpp, livello della base dei sincronismi -300 mV, livello del nero 0 mV e livello del bianco 700 mV. Il segnale composito è ottenuto, più precisamente, dalla somma di luminanza (Y) e crominanza (C) modulata in ampiezza su una sottoportante a 3.58 MHz nello standard televisivo NTSC o 4.433 MHz nello standard televisivo PAL, diversamente da quanto accade nello standard televisivo SÉCAM in cui la crominanza è invece modulata in frequenza. Questo spiega anche perché parlare di Video-Composito non equivale affatto ad aver definito il segnale; è necessario cioè definire anche lo standard adottato (PAL o NTSC). Il sistema della sottoportante di crominanza permette al video composito di essere compatibile sia con i sistemi in bianco e nero che a colori.

Figura 15: Adattatore Scart E Cavi Audio-Video Ed S-Video.

Figura 16: Cavo Adattatore S-Video/Scart.

CODIFICA E DECODIFICA

Il video composito può essere immaginato temporalmente come è un segnale elettrico suddiviso in tanti segmenti, ognuno dei quali racchiude tutte le informazioni necessarie per ricreare su un monitor una linea TV orizzontale. Mettendo insieme tutte le linee TV è possibile ricostruisce un fotogramma; la sequenza di fotogrammi genera l'immagine in movimento, di solito in forma interlacciata. I sincronismi fanno capire all'elettronica del monitor quando ha inizio e quando ha fine una riga e quando ha inizio e fine un fotogramma. I segnali di sincronismo (blanking intervals) vengono inseriti periodi di "silenzio" del segnale video. I blanking intervals verticali **(figura 6)** determinano l'inizio e la fine di un fotogramma mentre i blanking intervals orizzontali determinano l'inizio e la fine di una singola linea. In **figura 7** è schematizzato un blanking interval orizzontale presente nel segnale video prima e dopo ogni linea TV. Esso è composto dal segnale di chiusura della linea TV precedente (Back Porch) e dal segnale di inizio della linea TV successiva (Front Porch) tra i quali è racchiuso il segnale di sincronizzazione orizzontale. Il blanking interval orizzontale segnala la fine di una linea TV e l'inizio di una nuova.
Ricevuto il "front porch" il monitor inizia a scandire la linea sul monitor da sinistra a destra. Ricevuto il "back porch" termina la linea e ricomincia da sinistra con una nuova linea. Per produrre immagini stabili, il monitor TV legge il segnale rispettando le sincronizzazioni.
Se, per esempio, il monitor interpretasse l'immagine senza rispettare correttamente la sincronizzazione orizzontale, il video ci apparirebbe diviso in 2 parti, a sinistra si vedrebbe la fine del fotogramma precedente e a destra l'inizio del fotogramma successivo mentre al centro noteremmo una banda nera verticale dovuta al blanking interval stesso. Analogamente, se questo problema si avesse sulla sincronizzazione verticale (inizio/fine di ogni fotogramma) lo schermo sarebbe diviso in una parte alta ed una bassa da una linea nera orizzontale.
Nel sistema PAL la frequenza di sincronizzazione verticale ha un valore fisso di 50 Hz. La frequenza di sincronizzazione orizzontale (cadenza dei Blank Intervals orizzontali che definiscono ogni linea TV) in PAL è 15.625 Hz, valore che è la conseguenza di un calcolo ben preciso. La frequenza verticale di 50 Hz è scelta per coincidere con la frequenza di rete della corrente alternata.
In un secondo sono trasmessi quindi 50 blank intervals verticali (quindi 50 immagini). Ci vogliono due immagini successive (2 fields) per fare un fotogramma da 625 linee TV, quindi ognuna delle immagini (fields) contiene 312,5 linee TV. Poiché in

Figura 17: cavi adattatori con prese scart.

Figura 18: adattatori scart/s-video e scart/video composito.

un secondo devono essere trasmessi 50 fields da 312,5 linee ciascuno, quindi un totale di 312,5x50=15625 linee TV, per poter definire tante linee TV (15625 appunto) in un secondo sono necessari altrettanti blank intervals orizzontali da cui la necessità di una frequenza orizzontale pari a 15625 Hz. Il segnale in bianco e nero è ottenuto dalla somma pesata delle componenti primarie (0.11% blu + 0.30% rosso + 0.59% verde). In questo modo si forma il solo segnale video bianco e nero (ampiezza 0.7V). A questo viene sommato il sincronismo orizzontale e verticale di quadro e semiquadro (ampiezza -0.3 volt), ottenendo un segnale bianco e nero di 1 Volt. Il colore viene trasmesso trasmettendo i segnali differenza del rosso e del blu (il verde si ottiene sottraendo rosso e blu dalla luminanza) attraverso la modulazione in quadratura di una portante (carrier) a 4.43361975 MHz. I segnali di differenza del rosso e del blu sono derivati dalla sottrazione, dagli stessi rosso e blu, della luminanza e sono indicati come R-Y e B-Y (ridenominati con V ed U). La modulazione in quadratura, si ottiene utilizzano due portanti derivate dallo stesso oscillatore ma sfasate tra loro di 90° (quadratura). Una portante viene modulata dalla differenza del blu, l'altra sfasata di 90° viene modulata dalla differenza del rosso. La somma dei due segnali modulati in ampiezza da origine al segnale colore. Il burst colore si trova in una zona del segnale corrispondente ad una zona non visibile della riga visualizzata sullo schermo che si trova immediatamente dopo il termine dell'impulso di sincronismo di riga. I circuiti di decodifica separano dal segnale video composito il segnale di crominanza ed il segnale di luminanza ed i segnali di sincronismo verticale ed orizzontale.

Un circuito colore ricostruisce i segnali della portante in quadratura e ricava le differenze colore B-Y ed R-Y. Sommando a questi segnali la luminanza ricava, rispettivamente, Y+(B-Y)=B e Y+(R-Y)=R. Attraverso la sottrazione di R e di B da Y, si ricava in fine il verde (G).

Le componenti RGB vengono quindi visualizzate sullo schermo in modo da ottenere l'immagine a colori.

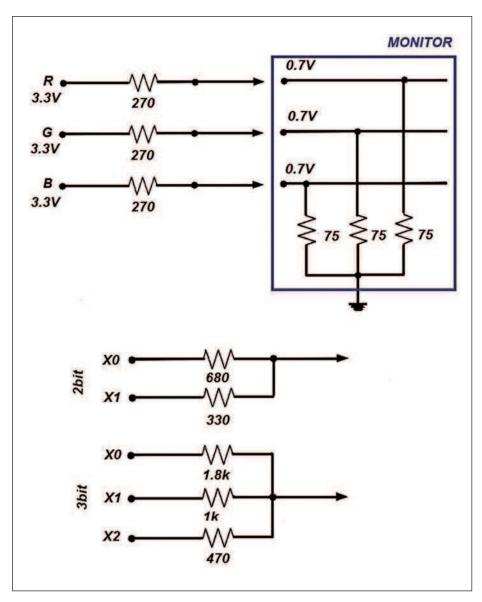



Figura 19: reti resistive per un bit per colore, due bit per colore e tre bit per colore.

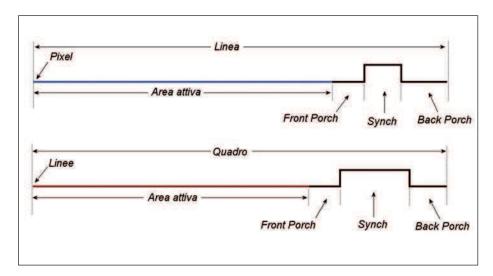



Figura 20: temporizzazione orizzontale (in alto) e verticale (in basso).

RGB

L'RGB è un segnale component cioè a componenti separate. L'immagine è codificata direttamente nei tre colori primari rosso(R) verde(G) e blu(B). Esso discende da un modello cosiddetto additivo basato su tre colori: rosso (Red-lunghezza d'onda di 700 nm), verde (Green-546.1 nm) e blu (Blue-455.8 nm), da cui il nome RGB. All'origine di questo modello di colori vi è l'osservazione per cui un'immagine può essere scomposta, attraverso filtri o altre tecniche, in questi colori base che hanno il pregio per cui miscelati sono in grado di generare quasi tutti i colori dello spettro visibile **(figura 8)**. Unendo i tre colori con la loro massima intensità si ottiene il bianco.

Per trasmettere un segnale RGB analogico sono necessari *da tre a cinque connettori a seconda di come sono trasmessi i sincronismi*. Le informazioni di sincronismo (verticale e orizzontale) possono essere infatti miscelati ad uno dei colori primari, tipicamente il verde (RGBs) oppure separati da essi. Il segnale RGBs è stato introdotto sui connettori SCART: al segnale RGB composto dai tre segnali colore è aggiunto un quarto segnale che trasporta il sincronismo (H+V) sul pin dedicato al segnale video composito.

Esiste anche la versione del segnale RGB denominata RGBHV in cui i due sincronismi sono su cavi separati per cui sono necessari cinque cavi. Da un punto di vista di collegamento è in pratica quello che si trova nella *VGA* di un PC. L'RGB può presentarsi in realtà anche in forma digitale come nelle connessioni DVI-I e HDMI.

RGsB: si trasmette il colore RGB con tre canali; solamente il sincronismo composito viene posto sul verde (G);

RGBS: si trasmette il colore RGB con quattro canali, il quarto è utilizzato per il sincronismo composito;

RGBHV: si trasmette il colore RGB con cinque canali, il quarto è utilizzato per il sincronismo orizzontale (H) e il quinto per il sincronismo verticale (V) (utilizzata ad esempio sulle interfacce Video Graphics Array e Digital Visual Interface).

Il segnale Component RGB risulta migliore delle altre connessioni analogiche poiché trasporta i tre segnali su canali separati **(figura 9)**. Può trovarsi su vi-

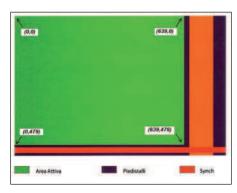



Figura 21: temporizzazioni orizzontale e verticale in scala spaziale.

deocamere (HD) su DVD Player e Recorder, videoproiettori e naturalmente televisioni (sia plasma che CRT).

LA PRESA SCART

Prima dell'introduzione di questo standard nel 1978 gli apparecchi televisivi e i videoregistratori adottavano altri sistemi per permettere il collegamento (connettori secondo lo standard DIN, RCA e connettori BNC). Per portare i segnali video da televisore a videoregistratore e viceversa si dovevano utilizzare fino a sei cavi separati. Lo standard SCART (*Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radiorécepteurs et Téléviseurs*, ovvero *Sindacato dei Costruttori di Apparecchi Radioricevitori e Televisori*) fu la soluzione a questo problema poiché consentì di utilizzare un solo connettore per tutti i segnali. Le connessioni della SCART sono state modificate nel tempo. Alla fine degli anni '80, lo standard venne esteso per permettere di veicolare anche i segnali S-Video. Non essendo previsto nessun segnale che indichi l'utilizzo di tale modalità occorre in genere configurare gli apparecchi per utilizzarla. La presa SCART è ancora oggi molto comune in televisori e negli apparecchi che ad esso devono essere collegati, come videoregistratori, decoder, Lettori DVD e DVD-recorder. La presa è dotata di 20 *piedini*, ognuno dei quali veicola un segnale elettrico analogico. Il bordo metallico della presa o del cavo funge da ventunesimo contatto, e veicola la massa della schermatura. Il risultato di tutto ciò è che esistono diverse configurazioni della presa SCART:

- composito: è la configurazione maggiormente utilizzata e prevede un ingresso ed un'uscita video composita.
- RGB: Prevede un ingresso o un'uscita video separata nelle tre componenti fondamentali R (rosso), G (verde), B (blu) più i sincronismi.
- Y/C: In questo caso si ha un ingresso ed un'uscita video separata in luminanza (Y) e crominanza (C) **(tabella 2)**.

In tutte le configurazioni, i pin che non cambiano sono quelli relativi all'audio (1-2-3-4-6), allo schermo (21) e alla commutazione automatica (8). Il pin cui è affidata la funzione di commutazione è il N° 8. In un televisore questo pin è un ingresso, nei videoregistratori è un'uscita. Quando si agisce sul tasto PLAY del videoregistratore, questo invia sulla sua presa SCART i segnali video e audio e sul pin N° 8 una tensione continua che giunge al pin N° 8 della SCART del televisore, che interpreta il segnale come comando di commutazione sul segnale video del videoregistratore. Analogamente, quando si agisce sul tasto STOP del videoregistratore, la tensione continua sul pin N° 8 della SCART è tolta ed il televisore ricommuta sul canale del sintonizzatore.

Il segnale di commutazione (piedino 8), destinato inizialmente alla sola commutazione da segnale interno a segnale esterno, è pilotato da un segnale con il seguente significato:

- 0V-2V (nominale 0V) nessun segnale, viene usato il segnale interno all'apparecchio.
- 5V-8V (nominale 6V) segnale widescreen (16:9)
- 9,5V-12V (nominale 12V) segnale normale (4:3).

Il segnale di Blanking (piedino 16) viene

Figura 22: schema a blocchi dell'elettronica di una interfaccia vga.

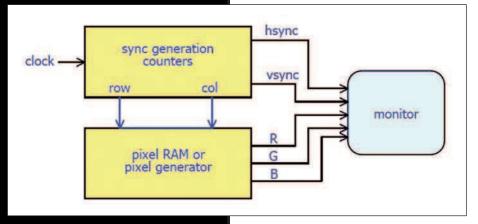



Figura 23: connettore e cavo dvi.

utilizzato anche per commutare dal modo RGB a quello Video composito:
- 0V-0,4V segnale videocomposito;
- 1V-3V (nominale 1V) RGB.

SCART:S-VIDEO, COMPOSITO ED RGB INSIEME

Uno dei vantaggi principali di una connessione SCART è che essa include, in un solo connettore, tre standard: S-Video (pin 15 e 20), Video composito (piedini 17/19 o 17/20) ed RGB (piedini 5, 7, 9 11, 13, 15). Da ciò consegue, in maniera ovvia, la possibilità di costruire adattatori SCART-RGB, SCART-Composito e SCART-SVideo. Oltre a questo, la SCART veicola anche i segnali audio (piedini 1, 2, 3, 4 e 6). Va sottolineato, tuttavia, che il fatto che lo standard preveda la possibilità di gestire tutti questi segnali non significa che tutti gli apparecchi dotati di presa SCART impieghino effettivamente tutti i piedini della stessa presa esattamente come in un cavo SCART può accadere che non tutti i pin siano collegati.

CAVO ADATTATORE S-VIDEO/SCART

Accade spesso di dover collegare ad un televisore o ad un monitor dotato di presa SCART una fonte video con standard S-Video. E' per esempio il caso che si presenta quando vogliamo collegare il PC ad una TV dotata di sola SCART. I dispositivi informatici infatti non sono dotati di interfaccia SCART, interfaccia disponibile solo su videoregistratori, decoder e TV.

ALTRI CAVI ADATTATORI

In commercio esistono diversi cavi adattatori. Generalmente i cavi Scart/tripla RCA sono cavi fatti per gestire audio e video in una sola direzione mentre quelli scart/6 RCA consentono di gestire audio stereo-IN (2 RCA), audio stereo OUT (2 RCA), Video-IN ed Video-OUT **(figura 15)**. I maniera analoga è possibile trovare in commercio adattatori Scart-SVideo o Scart-Videocomposito **(figura 18)**. Ne esistono di due tipi: quelli muniti di interruttore IN/OUT, con cui è possibile selezionare la direzione del segnale audio e video, e quelli sprovvisti di questo interruttore che consentono l'adattamento in un solo verso.

Figura 24: presa e cavo hdmi.

VGA (VIDEO GRAPHICS ARRAY)

La VGA (Video Graphics Array) è uno standard analogico relativo a display per computer, introdotto sul mercato nel 1987 da IBM per rimpiazzare standard quali l'MDA (Monochrome Display Adapter), CGA (Color Graphics Adapter) ed EGA (Enhanced Graphics Adapter) ed ha subito nel tempo numerose estensioni come la Super VGA.I dispositivi video che si possono collegare ad un computer, i monitor soprattutto, sia i vecchi CRT che i moderni LCD, ma anche altri dispositivi come i video proiettori, sono, generalmente, dotati di una interfaccia di comunicazione VGA. La prima cosa che appare evidente in dispositivi di questo tipo è la presenza di un connettore sub-D a 15 pin. Non tutti pin sono in realtà utilizzati **(tabella 3)**. Il piedino 9 non è presente sul connettore maschio ed il foro è chiuso sul connettore femmina in modo che non si possa inserire un connettore DB-15F generico che potrebbe avere dei segnali diversi e danneggiare la scheda video. I pin 1, 2 e 3 sono associati alle componenti di colore rosso (R), verde (G) e blu (B) del segnale mentre i pin 13 e 14 corrispondono ai due segnali di sincronismo, orizzontale e verticale. Il segnale è inviato definendo una scansione orizzontale da sinistra a destra e verticale dall'alto in basso del monitor, in maniera del tutto analogo a quello che accade negli apparecchi televisivi. I tre colori RGB assegnati ai rispettivi pin sono rappresentati da segnali analogici che possono variare ciascuno tra un valore minimo pari a 0 V ed un valore massimo pari a 0,7V (massima luminosità). I segnali di sincronismo, diversamente da quelli di colore, sono dei livelli digitali. I collegamenti di questi segnali prevedono terminazioni con impedenza a 75Ω. Pur non entrando nei dettagli specifici dell'elettronica di questa interfaccia è interessante comprendere quale sia la logica mediante la quale è possibile, digitalmente, generare il segnale VGA di un pixel in un monitor VGA.
Per esempio, con un rete resistiva del tipo in figura 19 si ha in uscita, sfruttando la terminazione a 75Ω, per ciascun colore 0V oppure 3,3V*(75/75+270)=0,7V, in accordo con quanto detto precedentemente. Con un bit per ciascun colore è allora possibile ottenere otto colori. Diversamente se si usano due o tre bit per colore **(figura 19)** è possibile ottenere 4*4*4=64 colori oppure 8*8*8=512 colori. Ovviamente, questo è solo un discorso semplificato fatto per far comprendere la logica di funzionamento. Nella realtà quando si deve convertire un segnale digitale costituito da un elevato numero di bit in un segnale analogico e necessario impiegare elettroniche apposite come accade tipicamente nelle schede video. Qualche considerazione occorre fare in merito alla banda di un segnale di questo

tipo. Se si vuole calcolare approssimativamente tale banda in funzione della risoluzione VGA, appare chiaro che questa risulterà tanto maggiore quanto maggiore è il numero di pixel complessivi spazzolati in un secondo, pari al numero di pixel orizzontale per il numero di pixel verticali per il numero di quadri spazzolati al secondo. La massima escursione di luminosità che si può avere, relativamente alla singola componente, è quella che si ottiene passando dalla minima luminosità di un pixel alla massima luminosità del pixel successivo. In realtà vi è un certo effetto dovuto al tempo aggiuntivo di retrace il che si traduce in un aumento della banda necessaria, pari ad un certo fattore moltiplicativo, circa pari ad 1,3. Se si considera, per esempio, una risoluzione VGA 640x480 a 60 Hz si ottiene una banda pari a circa 640*480*60Hz*1,3=24MHz (pixel clock). Ne consegue che all'aumentare della risoluzione è necessario un hardware sempre più performante.

TEMPORIZZAZIONI E RISOLUZIONI DEL SEGNALE VGA

Il funzionamento di una periferica VGA è strettamente legato alla corretta interpretazione dei sincronismi. Tra la fine di una temporizzazione orizzontale e l'inizio di un'altra vi è una zona attiva che riporta i valori di colore per ciascun pixel della linea. Alla fine della zona attiva vi è un intervallo chiamato Front Porch (piedistallo anteriore), quindi un impulso di sincronismo e quindi un Back Porch (piedistallo posteriore). La cosa si presenta analoga per la sincronizzazione verticale **(figura 20)**. Nel periodo di tempo che intercorre tra inizio del Front Prch e la fine del Back Porch i segnali di colore restano spenti. Anche se oggi sono molto diffusi i monitor LCD e quelli CRT vanno sostanzialmente scomparendo, all'origine dello standard VGA, quando i monitor LCD ancora non esistevano, era necessario, analogamente a quanto accade in un apparecchio televisivo, che il pennello elettronico rimanesse spento nel passaggio dalla fine di una riga all'inizio della successiva oppure dalla fine di una scansione verticale all'inizio della successiva. La **figura 21** riporta quanto evidenziato in **figura 20** ma visto in una scala spaziale. Ovviamente, maggiore è la risoluzione è maggiore è il pixel clock necessario. I monitor VGA, come altri dispositivi terminali, sono in grado di riconoscere il pixel clock automaticamente e di agganciarsi. Nella scheda grafica di un PC aree di memoria dedicate sono utilizzate per aggiornare il valore di colore di ogni pixel sul monitor. Questa memoria è letta per produrre i segnali VGA che consentono al monitor la riproduzione a video **(figura 22)**.

DVI ED HDMI

Nell'era del digitale nuovi standard si sono ormai diffusi nelle apparecchiature video. Tra queste occorre ricordare soprattutto il DVI e l'HDMI. Il DVI (Digital Visual Interface) è una connessioni digitale introdotta in campo informatico per una migliore gestione del segnale video digitale. Molte schede grafiche per PC la integrano e anche molti dispositivi come DVD player e TV. Il notevole vantaggio è che trasportando segnali digitali non sono necessarie conversioni a/d e d/a; inoltre la DVI gestisce risoluzioni elevate per cui risulta adatta all'alta definizione. L'HDMI (High Definition Multimedia Interface) è anch'esso uno standard pensato per le trasmissioni di segnale video digitale ad alta definizione sebbene si stia diffondendo anche su apparati non HD. Riesce a gestire video in HD non compresso e prevede alcuni canali per la trasmissione delle componenti audio. Moltissime TV (soprattutto le HD Ready) prevedono oggi una o più porte HDMI. Allo stesso modo di quello che accade in analogico in un cavo SCART, su un unico connettore sono presenti segnali diversi. Questa connessione *supporta infatti segnali digitali RGB e component (YCbCr) e anche tracce audio digitali fino ad otto canali.* Il vantaggio dell'HDMI sul DVI è il *connettore più piccolo e la possibilità di veicolare l'audio*. La banda di 5 Gbps lo rende *ottima per il trasporto di video ad alta definizione*, infatti il 1080i ha un frame-rate di 2,2 Gbps. Altro vantaggio dell'HDMI è la possibilità di avere *cavi più lunghi*, in genere fino a 15 metri, il che risolve, per esempio il problema di una connessione con un videoproiettore. ❏

CODICE MIP 2772321

di LUCA STANZANI

TIMER hardware

In questo articolo descriveremo come implementare un timer in hardware per poterlo utilizzare con un microcontrollore che non sia dotato o non abbia la possibilità di usare un timer embedded.

Ormai esistono microcontrollori in qualsiasi dispositivo si utilizzi, grazie alla loro enorme flessibilità in termini di periferiche è sempre possibile individuare un componente adatto all'applicazione che si sta progettando. Grazie alla possibilità di gestire dei pin di I/O general purpose ed un numero sempre più elevato di interfacce dalla USB all'ETHERNET, senza ovviamente tralasciare quelle classiche (RS232, SPI, ecc...), si stanno sempre più imponendo in qualsiasi dispositivo, anche di basso costo, che necessiti un minimo di logica controllata per operare. Spesso il punto chiave di molte applicazioni che necessitano un microcontrollore è il tempo, la necessita di controllare determinati eventi o di generarli ad intervalli controllati. I microcontrollori low-cost hanno spesso integrati uno o due timer e quasi tutti hanno un watchdog timer. Molto spesso un progetto richiede dei timer supplementari rispetto a quelli che il microcontrollore può gestire e questo impatta sui costi di progetto, con la necessita di aumentare il taglio del micro o addirittura di scegliere un componente alternativo con la necessità di riscrivere parte del codice. Utilizzare un timer software non è spesso la soluzione migliore, soprattutto per applicazioni critiche, dove il controllore potrebbe essere troppo impegnato.

TIMER HARDWARE

Il timer hardware proposto sfrutta la funzionalità "interrupt-on-change" comune a molti microcontrollori, grazie a ciò si può realizzare un timer di media precisione, adatto a lungi intervalli, ma soprattutto a costo ridotto. Il circuito è mostrato in **figura 1**, attraverso un pin generico chiamato I/O1 si pilota un filtro RC. L'uscita del filtro viene fornita ad un invertitore schmitt-trigger. L'uscita dell'invertitore ritorna ad un alto pin di chiamato I/O2. Sul pin I/O2 è abilitata la funzione "interrupt-on-change" ossia di individuazione dei fronti con cui il segnale cambia di stato. Dopo essere stato alimentato, il pin I/O1 è a livello basso, l'uscita dello schmitt-trigger è alta. Dopo l'inizializzazione, I/O1 passa a livello alto. Il condensatore C1 si carica con costante di tempo determinata da R1C1. Una volta che la tensione ai capi del condensatore raggiunge la tensione di soglia per la commutazione dell'invertitore, l'uscita di quest'ultimo passa a livello basso. Su I/O2 viene allora rilevato un

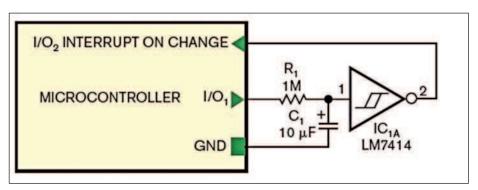



Figura 1: struttura del timer hardware.

fronte di commutazione del segnale che fa scattare un interrupt. A questo punto la routine di gestione degli interrupt sul microcontrollore non deve fare altro che incrementare un contatore e rimettere I/O1 al livello basso. C1 si scaricherà attraverso R1, quando la tensione ai capi del condensatore raggiunge la soglia inferiore dell'invertitore questo commuta nuovamente a livello alto generando un nuovo interrupt sul microcontrollore. Il ciclo così si ripete nuovamente, il tempo trascorso si può calcolare come tempo=conteggio x R1C1.

Lo schmitt-trigger ha la funzione importante di debouncer per garantire una commutazione dell'invertitore marcata e senza transizioni spurie che determinerebbero un errore di conteggio.

UNO SGUARDO AL FIRMWARE

Il **listato 1** è la dimostrazione dell'implementazione del timer sul microcontrollore ATMEGA64 della Atmel. Il pin 5 della porta D è programmato per essere il pin I/O1, mentre il pin 3 che ha come seconda funzionalità la possibilità di generare un interrupt (INT3) riveste il ruolo di I/O2. La scomodità di questo microprocessore è

LISTATO 1

```
// INTERRUPT ROUTINE//
extern char FLAG =0xff;            // A status flag
#pragma vector = INT3_vect         // Interupt vector for INT3 interrupt
__interrupt void ISR_INT3 (void)   // Interrupt service routine for INT3 interrupt
{
if (FLAG == 0xff)
{
FLAG = 0x00;
EIMSK = (0<<INT3);                 // disable interrupt INT3
EICRA = (1<<ISC31)|(1<<ISC30);     // Set Interrupt enable control register to rising edge
                                   // for Interrupt 3 triggering
EIMSK = (1<<INT3);                 // Enable interrupt INT3
PORTD = 0X00;                      // PD5 is driven logic LOW
}
else
{
FLAG = 0xff;
EIMSK = (0<<INT3);                 // disable interrupt INT3
EICRA = (1<<ISC31)|(0<<ISC30);     // Set Interrupt enable control register to falling edge
                                   // for Interrupt 3 triggering
EIMSK = (1<<INT3);                 // Enable interrupt INT3
PORTD = 0x20;                      // PD5 is driven logic HIGH
}
}


/*==== MAIN PROGRAM =====*/
void main ( void ) // Main function
{
 __disable_interrupt();
 DDRD = 0xf0;                      // PD7-PD4 as outputs and PD3-PD0 as inputs
 PORTD = 0x20;                     // PD5 is driven logic HIGH

 EICRA = (1<<ISC31)|(0<<ISC30);    // Set Interrupt enable control register to falling edge
                                   // for Interrupt 3 triggering
 EIMSK = (1<<INT3);                // Set up Interrupt enable mask register for INT3
 __enable_interrupt();

 while (1)
                                   { }
}
```

PER *approfondire...*

- Atmel website: http://www.atmel.com
- ATmega64A datasheet: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8160.pdf
- http://it.wikipedia.org/wiki/Trigger_di_Schmitt

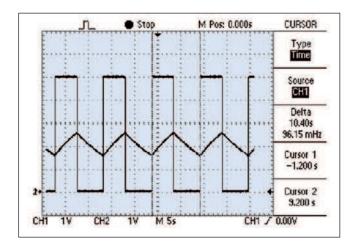
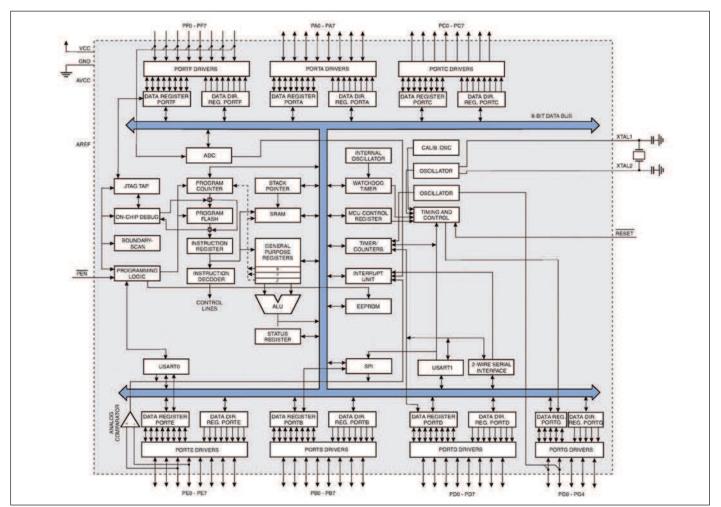



Figura 2: il canale 1 dell'oscilloscopio mostra l'andamento del pin I/O1, il canale 2 mostra la carica-scarica del condensatore. Il periodo è di 10.4 sec.

Fogira 3: schema a blocchi dell'ATmega64.

l'impossibilità di generare un interrupt qualsiasi sia il fronte del segnale, quindi considerando sia salite che discese. Risulta dunque necessario provvedere a software a variare il fronte su cui deve avvenire la transizione del segnale in uscita dall'invertitore ad ogni ciclo, scambiandolo tra salita e discesa. In commercio esistono molti microprocessori che non hanno questa limitazione. **In figura 2** sono mostrate le forme d'onda utilizzando l' ATMEGA64 e un 74HC14 come invertitore.

Il vantaggio principale di questo circuito è sicuramente il costo ridotto, in più è svincolato dal clock del microcontrollore e la regolazione dei tempi può permettere anche di raggiungere tempi lunghi, semplicemente scegliendo opportunamente resistenza e condensatore. Se per esempio si sceglie una resistenza di 10 Mohm, una capacità di 10uF e un registro a 16 bit per memorizzare i conteggi si può arrivare a programmare un timer in grado di intervenire a distanza di oltre 75 giorni. ❏

CODICE MIP 2772353

di ADRIANO GANDOLFO

Radio modem e SENSORE RADAR

Basic Stamp2 SX e Cubloc CB220

Nello scorso numero abbiamo visto come interfacciare un controller seriale per pilotare dei servomotori e un sensore PIR con le schede per robotica basate su due diversi processori un BS2 SX della Parallax e un CB220 della serie CUBLOC prodotto dalla COMFILE Technology. In questo numero vedremo come realizzare un collegamento wireless mediante l'utilizzo di una coppia di radiomodem WIZ-903-A4 prodotti dalla Aurel e come utilizzare un sensore di tipo sonar EZ1 prodotto dalla MaxSonar.

Per chi non lo sapesse il modem è un dispositivo elettronico che rende possibile la comunicazione di più sistemi informatici (ad esempio dei computer) utilizzando un canale di comunicazione composto tipicamente da una linea dati o doppino telefonico. Questo dispositivo permette la **MO**dulazione e la **DEM**odulazione dei segnali contenenti le informazioni: dal nome di queste due funzioni principali il dispositivo prende appunto il nome di MODEM. In altre parole, sequenze di bit vengono ricodificate come segnali elettrici. In pratica il Modem (DCE Data Circuit Equipment), associato ad un terminale di rete ovvero un PC (DTE Data Terminal Equipment), attua tutte quelle procedure di conversione e codifica del segnale elettrico informativo da analogico a digitale (demodulazione numerica) in entrata al PC (che è per l'appunto un sistema digitale) e da digitale ad analogico (modulazione numerica) in uscita dal PC lungo il canale di trasmissione, ovvero il doppino telefonico, verso altre destinazioni della Rete.

REALIZZIAMO UNA RETE WIRELESS

La descrizione precedente si riferiva ad un modem tradizionale, andremo invece a vedere come realizzare un collegamento tra un PC e la nostra scheda

Figura 1: le schede di controllo.

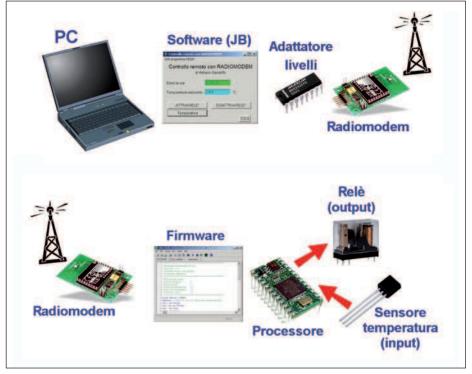



Figura 2: schema del nostro sistema wireless.

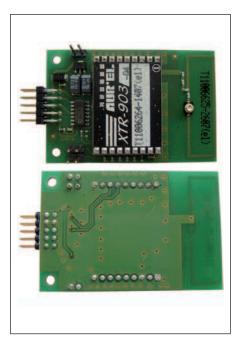



Figura 3: il radiomodem WIZ-903-A4.

Figura 4: schema a blocchi del WIZ-903-A4.

processore mediante un collegamento senza fili o wireless. Lo schema del sistema è riportato nella **figura 2**: questo prevede un PC su cui sarà presente un apposito software che invierà e riceverà i dati tramite il radiomodem. Nella stazione ricevente un processore, che potrà essere il BS2 SX o CB220 a seconda di quello che intendete utilizzare, tramite un altro radiomodem riceverà/trasmetterà i dati. In questo caso il processore tramite il suo firmware riceverà il dato della temperatura fornito da un sensore LM35, e comanderà l'accensione o lo spegnimento di un relè. Per fare questo si utilizzerà una coppia di radiomodem tipo WIZ-903-A4 (**figura 3**) prodotti dalla AUREL (che potranno essere sostituiti con i più recenti WIZ-7020A-4). Essi operano nella gamma di frequenze 433/434 MHZ. Si tratta di una scheda di ridotte dimensioni (40x60mm) il cui schema a blocchi è visibile nella **figura 4**, mentre nella **figura 5** è visibile lo schema elettrico. La scheda è dotata di un connettore a 10 Pin visibile nella **figura 6** dove è anche riportato l'utilizzo di ogni singolo pin. Il componente principale è un multichannel transceiver tipo XTR-903A-4 (**figura 7**). Il radiomodem dispone di 10 canali. La selezione del canale avviene

Tabella 1: le velocità previste per ciascun tipo di codifica.

VELOCITÀ	CODIFICA
Scrambling: si effettua un bilanciamento pseudo-random dei bit costituenti i singoli byte del pacchetto dati. In questo caso i dati ricevuti dal modulo remoto non hanno sistemi di recupero di eventuali errori	38400
Manchester: il byte inoltrato sulla RF è bilanciato con uguale numero di '0' e '1'. Il sistema riconosce un singolo errore per bit di dato e in tal caso interrompe la trasmissione seriale dei dati ricevuti via RF	19200
Manchester + Hamming: la codifica di Hamming consente la correzione di un singolo errore ogni nibble di dati (4 bit). Questa velocità garantisce maggiormente l'inoltro dei dati in quanto il sistema corregge eventuali errori a livello del singolo bit	9600

Tabella 2: I registri del modulo XTR-903-A4.

REGISTRO	NOME R/W	FUNZIONE	VALORI
S1	BANDA R	Banda su cui opera il ricetrasmettitore	0 = 433-434 MHz*
S2	CANALE R/W		0 = 433,19 MHz* 1 = 433,34 MHz 2 = 433,50 MHz 3 = 433,65 MHz 4 = 433,80 MHz 5 = 433,96 MHz 6 = 434,11 MHz 7 = 434,27 MHz 8 = 434,42 MHz 9 = 434,57 MHz
S3	POTENZA R/W	Livello di potenza in uscita dal dispositivo	0 = - 8 dBm 1 = - 2 dBm 2 = + 4 dBm 3 = + 10 dBm *
S4	RFON R/W	Accende o spegne la potenza di trasmissione del modulo	0 = Potenza RF ON * 1 = Potenza RF OFF
S16	RSSI R	Fornisce un'indicazione digitale del livello di potenza ricevuto, con scala graduale da 0 a 9	0 = Min potenza ricevuta 9 = Max potenza ricevuta

** Valore di default*

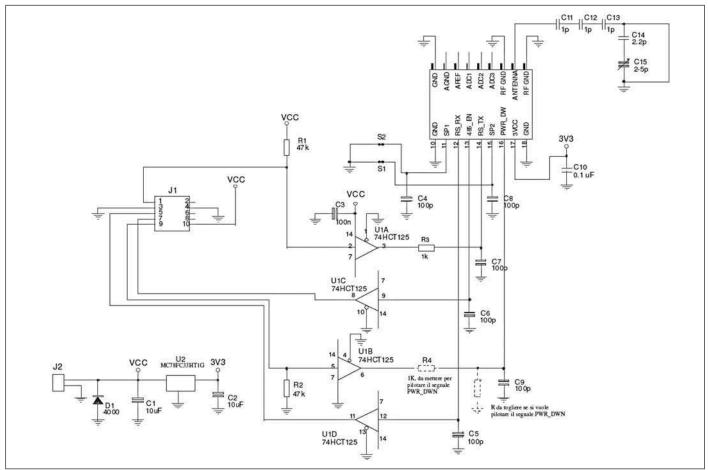



Figura 5: schema elettrico del radiomodem WIZ-903-A4.

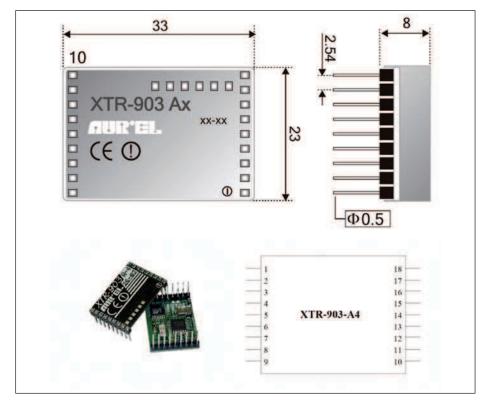



Figura 7: foto, piedinatura e dimensioni del XTR-903 A-4.

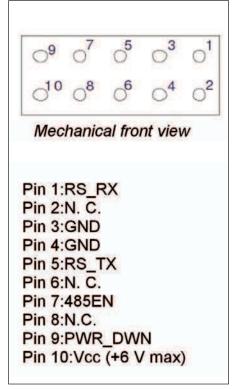



Figura 6: connettore del radiomodem.

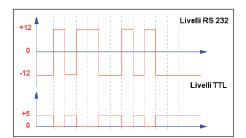



Figura 8: raffronto tra segnale RS232 e TTL.

LISTA COMPONENTI (figura 9)

R1,2	470Ω ¼W
C1,2,3,4	1µF 16Vl
C5	470 µF 16Vl
C6,7	100nF poliestere
D1	Doppio led (rosso/verde) ø5 mm
D2	Led verde ø5 mm
IC1	Radiomodem WIZ-903-A4+ pinstrip femmina 5x2
IC2	MAX232 + zoccolo 8+8
IC3	LM7805
X2	presa seriale DB9 femmina da CS
SW 1	Interruttore a slitta da stampato
VAL 1	jack di alimentazione maschio per stampato

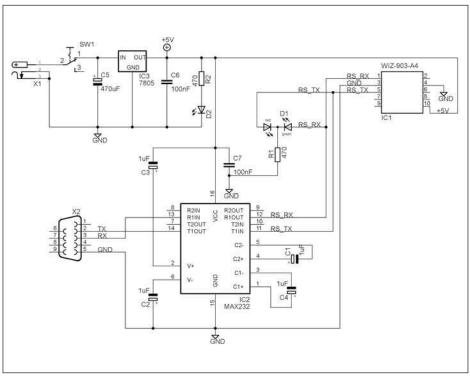



Figura 9: schema elettrico scheda interfaccia radiomodem -PC.

tramite comandi di tipo 'AT', così come la selezione della potenza in uscita (da –8 dBm a +10 dBm) e la possibilità di monitorare il grado di occupazione del canale. La modulazione è GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) che garantisce una maggiore immunità ai disturbi rispetto alla modulazione d'ampiezza: è possibile coprire distanze superiori a 200 m in aria libera con antenne omnidirezionali.
Questi rappresentano una soluzione semplice ed economica al problema della ricetrasmissione dati a radiofrequenza: l'impiego di un microprocessore embedded consente infatti un trasferimento trasparente in logica TTL RS-232 senza bisogno di pacchettizzare i dati e senza usare codifiche di bilanciamento, evitando di fatto all'utente la necessità di scrivere complesse routine software per la gestione della ricetrasmissione. La velocità dei dati all'ingresso della seriale (9600-19200-38400 bps) è impostabile tramite due jumper (SP1 e SP2) e a ciascuna velocità è assegnata automaticamente una differente ridondanza sul pacchetto trasmesso a RF (Hamming+Manchester a 9600, Manchester a 19200 e Scrambling a 38400 bps, come mostrato in **tabella 1**).

Le caratteristiche principali sono le seguenti:

- Passaggio trasparente di dati seriali in formato TTI-RS232;
- Nessuna codifica o preambolo richiesto;
- Nessuna pacchettizzazione dei dati;
- Comandi AT per selezione canale, livello di potenza e stato di occupazione del canale;
- Numero di canali: 10 sulla banda 433-434 MHz;
- Microprocessore embedded;
- Ridotte dimensioni (40x60 mm);
- Bit rate: 9600, 19200 o 38400 bps con codici a protezione d'errore;
- Potenza trasmessa: max 10 mW;
- Alimentazione: 5V;
- Consumo: 40 mA;
- Raggio medio di copertura: 200 m.

Registri e Comandi disponibili

I comandi che possono essere dati al modulo XTR-903-A4 riguardano la lettura e la scrittura di registri contenenti impostazioni sul funzionamento del dispositivo. La lettura e la scrittura dei registri di configurazione e l'invio di comandi al modulo avviene facendo precedere al nome del comando o del registro la sequenza 'AT'. I registri programmabili sono 16 (da S1 a S16); alcuni possono essere solo letti mentre altri possono essere sia scritti che letti. La **tabella 2** riassume i registri e la relativa funzione.

Command mode

Lo stato di Command Mode consente all'utente di configurare i principali parametri di funzionamento del dispositivo. La programmazione avviene mediante comandi tipo 'AT' inviati sulla linea RS_TX alla velocità impostata tramite i pin SP1 e SP2. Le risposte del modulo saranno date sulla linea RS_RX. Per entrare in Command Mode dallo stato di Idle occorre inviare sulla linea RS_TX una sequenza di 3 caratteri ASCII più (+++) consecutivi, senza tempi d'attesa tra di essi. Il modulo darà conferma dell'entrata in modalità programmazione dopo circa 35ms dall'entrata dell'ultimo carattere '+'.

INTERFACCIA RADIOMODEM-PC

Per la connessione del radiomodem WIZ-903 al PC è necessaria la realizzazione di un scheda dotata di un adattatore di livelli rappresentato da un integrato MAX232 la cui piedinatura è visibile nella **figura 12**. Questo integrato è necessario per interfacciare i livelli di tensione presenti sulla porta RS232 del PC con quelle TTL del la-

Figura 10: circuito stampato e disposizione componenti.

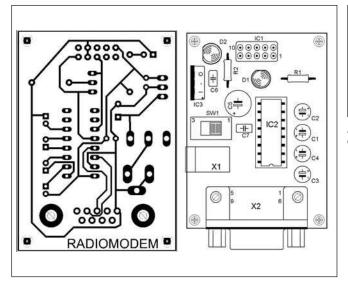
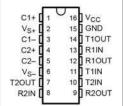



Figura 12: piedinatura dell'integrato MAX232.

Figura 11: scheda interfaccia radiomodem -PC.

to radiomodem. Sulla scheda è presente anche una sezione alimentatrice necessaria per alimentare sia l'integrato MAX232 che il radiomodem, facente capo ad un intergrato 7805. Sono presenti poi due led: uno bicolore per il monitoraggio del traffico RX-TX e uno verde che segnala la presenza della tensione di alimentazione.

REALIZZAZIONE PRATICA

Per la costruzione della scheda, sia di questa che delle prossime presentate nell'articolo, si procederà realizzando i circuiti stampati il cui disegno, in scala 1:1, è scaricabile dal sito di Fare Elettronica. Il metodo potrà essere quello della fotoincisione o del trasferimento termico utilizzando i cosiddetti fogli blu (PRESS-N-PELL). Una volta inciso il rame, si verificherà in controluce o mediante l'utilizzo di un multimetro che non vi siano cortocircuiti soprattutto tra le piste più vicine. Si potrà passare al posizionamento e alla saldatura dei componenti. Per la saldatura si utilizzerà un piccolo saldatore a punta fine, della potenza di circa 25 – 30 W. S'inizierà dai componenti a più basso profilo come le resistenze, si potrà quindi, procedere con gli zoccoli degli integrati, continuando con i pin-strip, le morsettiere. Terminata la saldatura, si potranno inserire gli integrati negli appositi zoccoli facendo attenzione alla tacca di riferimento.

INTERFACCIA I/O PER BS2 SX

Nella **figura 13** è visibile lo schema dell'interfaccia I/O per il collegamento con la scheda dotata di processore BS2 SX. Su di essa possiamo vedere la parte inerente il radiomodem siglato con IC1, troviamo poi il sensore di temperatura IC3 collegato all'integrato IC2 con funzione di convertitore ADC. È poi visibile la sezione inerente il relè con il transistor T1 per il suo pilotaggio.

Il sensore di temperatura

Il sensore di temperatura LM 35 (vedi **figura 17**) presenta un contenitore di tipo TO92 analogo a quello di un normale transistor presenta 3 terminali: uno per l'alimentazione, uno di massa e uno per l'uscita della tensione proporzionale alla temperatura rilevata che è pari a 10 mV per ogni grado centigrado. Le sue principali caratteristiche sono:

Tensione di alimentazione	Da 4 a 30 V
Sensibilità	10 mV/°C
Range di lettura	-55 a +150 °C
Accuratezza di misura	0,5 °C
Precisione	+/-0,5°C (a 25°C)
Contenitore	TO 92

L'integrato convertitore A/D

Il processore BS2 SX non dispone di un ingresso analogico/digitale, per ovviare a questo problema è necessario utilizzare un apposito integrato. Il modello scelto è denominato ADC0831 (vedere **figura 16**) prodotto dalla National Semiconductor. Si tratta di un convertitore analogico digitale a 8 bit ad approssimazioni successive (SAR), con le seguenti caratteristiche:

- tempo di conversione (tc) : 32 μs;
- risoluzione: 8 bit;
- errore di quantizzazione: 1 LSB;
- ingressi differenziali analogici, con range di tensione in ingresso compreso tra 0 e 5 V;
- regolazione del fondoscala tramite VREF;
- I/O TTL-compatibili e CMOS-compatibili;

Nel circuito viene alimentato a 5V, mentre la tensione di riferimento è ottenuta derivando quella di alimentazione tramite un trimmer da 10kΩ.

Il pilotaggio del relè.

Il circuito è formato dal transistor T1 connesso alla porta del processore tramite la resistenza R2. Si utilizza il transistor in quanto, la corrente in uscita dal processore, non sarebbe sufficiente ad attivare la bobina del relè. Il diodo D2 ha la funzione di proteggere dai transitori dovuti all'attivazione della bobina segnalata dall'accensione del led D1.

INTERFACCIA I/O PER CB220

Nella **figura 17** è visibile lo schema dell'interfaccia I/O per il collegamento con la scheda dotata di processore CB220. Lo schema è più semplice in quanto il CB220 è già dotato di ingressi ADC che trasformano il segnale in uscita dal sensore in un

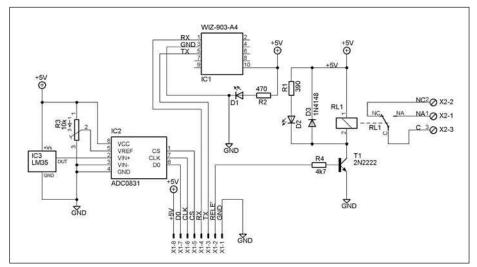



Figura 13: schema elettrico della scheda I/O per BS2 SX.

LISTA COMPONENTI	
R1	390 Ω ¼ Ohm
R2	470 Ω ¼ Ohm
R3	10 KΩ trimmer
R4	4,7 KΩ ¼ Ohm
D1	Led verde
D2	Led rosso
D3	1N4148
IC1	Radiomodem WIZ-903-A4 + pinstrip femmina 5x2
IC2	ADC0831
IC3	LM35
T1	2N2222
RL1	Relé 5V 1 scambio.
X1	Connettore polarizzato 6 pin
X2	Morsettiera 3poli passo 2,5mm

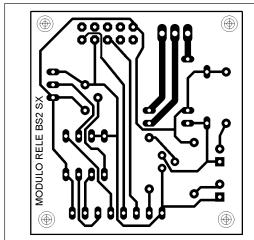
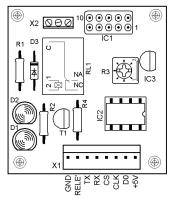



Figura 14: circuito stampato e disposizione componenti.

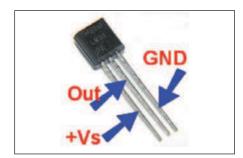



Figura 15: piedinatura del sensore.

Figura 16: piedinatura convertitore ADC0831.

valore digitale. Per il resto è simile a quella per BS2 SX, per cui si potrà fare riferimento a quanto detto. Nella figura 14 sono riportate le tracce del circuito stampato, la disposizione dei componenti e una vista della scheda una volta realizzata.

IL SOFTWARE E IL FIRMWARE

Per far comunicare i due radiomodem abbiamo bisogno dei programmi di gestione, uno da installare nel PC e l'altro nel processore. Per fare questo si è reso necessario realizzare un'apposita interfaccia grafica che è stata scritta in Basic in particolare in Just Basic, mentre per i processori si sono utilizzati i compilatori forniti dai rispettivi costruttori e cioè il Basic Stamp Editor per il BS2 SX o il Cubloc Studio per il CB220. Tutti questi programmi potranno essere scaricati gratuitamente dai vari siti.

IL COMPILATORE JUST BASIC

Il compilatore scelto per la realizzazione del programma di gestione lato PC è "Just Basic", un ambiente di sviluppo semplice, pratico e soprattutto gratuito, l'ideale per principianti ed esperti, dalle caratteristiche notevoli. Ecco, alcune particolarità:

- è un ambiente di programmazione in Basic e da esso eredita tutte le caratteristiche intrinseche;
- è completamente GRATUITO per utilizzo personale e applicazioni commerciali;
- dispone di un editor con testo colorato in relazione ai diversi tipi di codice;
- ha possibilità di creare programmi in modo testo o applicazioni a finestre GUI
- gestisce numeri a precisione illimitata;
- include un debugger a livello sorgente con implementazione dei breakpoints;
- dispone di un editor personalizzabile di GUI;
- ha un help in linea molto completo;
- supporta la gestione della porta seriale con protocollo RS232.

Il just basic e la comunicazione seriale

Il Just Basic, mette a disposizione un metodo semplice e sicuro per gestire la comunicazione seriale. Il cuore del procedimento sta nell'istruzione OPEN "COMn.", la quale instaura ed apre una comunicazione seriale per la lettura e la scrittura, quindi stabilisce un flusso in entrata ed uscita.
La gestione completa della seriale utilizza le API di Windows per la comunicazione. La sintassi base del comando è la seguente:

```
OPEN "COMn:baud,parity,data,stop" for random as #handle
```

Dove:
- "n" rappresenta il numero logico della porta seriale (1, 2, 3, ecc);
- "baud" rappresenta la velocità di comunicazione (bps)
- "parity" prevede invece i seguenti possibili valori:

N	No parity
E	Even parity
0	Odd parity
S	Space parity
M	Mark parity

Valori disponibili per "data" sono: 5, 6, 7 e 8. Essi indicano la lunghezza della " parola" spedita;
"stop" può assumere il valore di 1 o 2, a seconda di quanti bit di stop occorrono per la comunicazione.
Inoltre l'utente può aggiungere alcuni parametri opzionali, molto utili, che consentono di controllare al meglio le transizioni dei dati, anche in presenza di eventuali timeout. Essi sono i seguenti:
- **CSn** imposta il timeout del segnale di CTS, in millisecondi;
- **DSn** imposta il timeout del segnale di DSR, in millisecondi;
- **PE** abilita il controllo della parità;
- **RS** disabilita il controllo dell'RTS (request to send).

Una volta che la comunicazione è stabilita, per scrivere sulla porta seriale è sufficiente inoltrare il comando:

```
print #seriale, "STRINGA"
```

Per chiudere infine la comunicazione è opportuno utilizzare l'apposito comando, come segue:

```
close #seriale
```

La comunicazione seriale del Basic Stamp II SX

Nel Basic della Parallax esistono principalmente due comandi per la comunicazione seriale che utilizzeremo per la comunicazione con il radiomodem, queste sono:
- SERIN
- SEROUT

SERIN

Permette l'ingresso dei dati seriali , sono possibili Baud rate da 300 a 50,000 (con controllo di flusso da 0 a 19,200). I dati ricevuti devono essere N81 (nessuna parità, 8 bit di dati, 1 bit di stop) oppure E71 (parità pari, 7 bit di dati, 1 bit di stop). La sua sintassi è:

```
SERIN rpin{\fpin}, b baudmode, {plabel,} {timeout, tlabel,}[inputdata]
```

Dove:
- **rpin** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..16.
- **fpin** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..15.
- **baudmode** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..65535.
- **plabel** è una etichetta a cui saltare nel caso di errore di parità.
- **timeout** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..65535 che rappresenta il numero di millisecondi da attendere per un messaggio in arrivo.
- **tlabel** è una etichetta a cui saltare in caso di timeout.
- **inputdata** è un insieme di nomi di costanti, espressioni e variabili separate da virgole e seguite opzionalmente dai formati disponibili nel comando DEBUG.

SEROUT

Invia dati serialmente con bit opzionali di cadenza e controllo di flusso, la sua sintassi è:

Figura 17: schema elettrico della scheda I/O per CB220.

LISTA COMPONENTI	
R1	390 Ω ¼ Ohm
R2	470 Ω ¼ Ohm
R4	4,7 KΩ ¼ Ohm
D1	Led verde
D2	Led rosso
D3	1N4148
IC1	Radiomodem WIZ-903-A4+ pinstrip femmina 5x2
IC3	LM35
T1	2N2222
RL1	RELE' 5V 1scambio
X1	Connettore polarizzato 6 pin
X2	Morsettiera 3poli passo 2,5mm

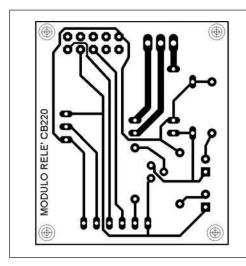
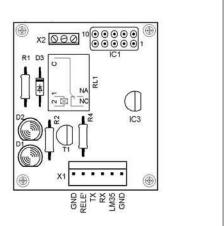



Figura 18: circuito stampato e disposizione componenti.

Figura 19: schermata del compilatore Just BASIC.

	Pin	Pin	
SOUT	1	24	VIN (5.5V~12Vinput)
SIN	2	23	VSS
ATN	3	22	RES
VSS	4	21	VDD
SS_ADC0_P0	5	20	P15_HCNT1
(Input only)SCK_ADC1_P1	6	19	P14_HCNT0
MOSI_ADC2_P2	7	18	P13
MISO_ADC3_P3	8	17	P12
ADC4_P4	9	16	P11_TX1
PWM0_ADC5_P5	10	15	P10_RX1
PWM1_ADC6_P6	11	14	P9_SDA(CUNET)
PWM2_ADC7_P7	12	13	P8_SCL(CUNET)

Figura 20: piedinatura del CB220.

```
SEROUT tpin{\fpin}, baudmode,
{pace,} {timeout, tlabel,} [out-
putdata]
```

Dove:
- **tpin** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..16.
- **fpin** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..15.
- **baudmode** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..60657.
- **pace** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..65535 che specifica un tempo (in millisecondi) di ritardo tra i byte trasmessi.
- **timeout** è una costante, espressione o una variabile bit, nibble, byte o word nel range 0..65535 che rappresenta il numero di millisecondi da aspettare perchè sia trasmesso il segnale del messaggio.
- **tlabel** è un'etichetta a cui saltare in caso di timeout.
- **outputdata** è un insieme di costanti, espressioni e nomi di variabili separate da virgole ed opzionalmente seguite dai formati disponibili nel comando DEBUG.

Qualsiasi porta delle 16 porte del Basic Stamp 2 SX può essere utilizzata come porta seriale a livello TTL con livelli di tensione pari a 0-5V.

La comunicazione seriale del CB220

Anche il Basic del Cubloc dispone di un'ottima implementazione della gestione della comunicazione seriale.
Tra le varie istruzioni che si occupano della gestione della seriale quelle necessarie sono:
- Opencom;
- Getstr;
- Putstr;

Opencom

Il comando permette di stabilire la comunicazione con la porta seriale.
Occorre usarlo prima di invocare qualsiasi altro comando per la gestione della porta. La sintassi e la seguente:

```
Opencom channel, baudrate,
protocol, recvsize, sendsize
```

Dove:
- **Channel** rappresenta il canale RS232
- **Baudrate** rappresenta la velocità di trasmissione del canale seriale (bps)
- **Protocol** è un insieme di bit che configurano la parità, il tipo di parità e il numero di bit di stop.
- **Recvsize** rappresenta la quantità di buffer riservata per la ricezione e, naturalmente, occupa spazio in memoria.
- **Sendsize** rappresenta la quantità di buffer riservata per la trasmissione e anch'essa occupa spazio in memoria.

Il CB220 possiede due porte dedicate alla comunicazione RS232. Per il canale 0 (download) esse fanno capo ai pin 1 e 2. Per il canale 1 la seriale è a livello TTL con livelli di tensione pari a 0-5V, e fa capo ai pin 10 e 11 (vedi **figura 20**).

Getstr

La funzione riceve dati attraverso la porta seriale specificata e memorizza il contenuto in una variabile stringa. La sintassi di utilizzo è la seguente:

```
Variable=Getstr  (channel,
length)
```

Dove:
- **Variable** e il nome della variabile stringa dove memorizzare le informazioni lette;
- **Channel** rappresenta il canale RS-232
- **Length** e la specifica della lunghezza della stringa in byte.

Putstr

Il comando Putstr, invia una stringa di lunghezza arbitraria sul canale RS-232. Possono essere specificate liberamente stringhe, variabili, costanti o altro. La sua sintassi è la seguente:

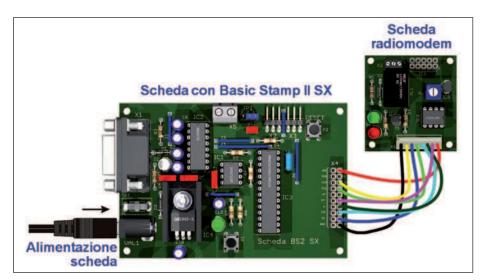



Figura 21: schema di collegamento per scheda BS2 SX.

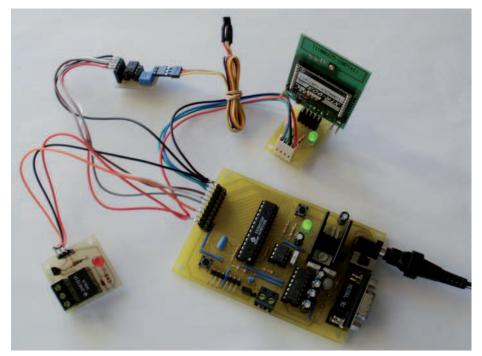



Figura 22: collaudo del prototipo della scheda BS2 SX.

Figura 23: schermata del programma di controllo su PC.

Putstr channel, data

Dove:

- **Channel** rappresenta il canale RS-232
- **Data** è una o più stringhe, variabili o costanti.

COLLAUDO SCHEDE CON BS2 SX

Per il collaudo della scheda si farà riferimento allo schema di collegamento riportato in **figura 21**, utilizzando in connettore X4. Sono disponibili i seguenti programmi: **test modem**, **test relè**, **test AD converte LM35** per provare le singole parti della scheda di interfaccia. Mentre il programma di gestione totale da caricare in memoria è **radiomodem_RX**. Sul PC si dovrà caricare mediante il compilatore Just basic il programma radiomodem_BS2_SX. L'utilizzo del programma è molto semplice, usando i tasti "ATTIVA REL" e "DISATTIVA RELE'" si comanderà il relè che segnalerà la sua attivazione con l'accensione del led rosso presente sulla scheda ricevente. Utilizzando il tasto "Temperatura" sarà mostrata la temperatura rilevata in quel momento dal sensore.

COLLAUDO SCHEDE CON CB220

Per il collaudo della scheda si farà riferimento allo schema di collegamento riportato in **figura 24**, utilizzando in connettore CON3. Sono disponibili i seguenti programmi: **prova radiomodem**, **Prova rele**, **Prova LM35** per provare le singole parti della scheda di interfaccia.
Mentre il programma di gestione totale da caricare in memoria è **radiomodem_RX**. Sul PC si dovrà caricare mediante il compilatore Just basic il programma **radiomodem_cb220**. L'utilizzo del programma è analogo a quello per BS2 SX, l'unica particolarità è che ogni volta che la scheda ricevente riceverà un comando verrà emesso un suono dal buzzer presente sulla scheda, assicurarsi che sia presente il cavallotto.

Altri utilizzi del radiomodem.

Quello mostrato è solo un esempio di utilizzo del radiomodem, ma molte possono essere le applicazioni che possono beneficiare di un collegamento senza fili. Nella **figura 27** è visibile una possibile applicazione, in cui da PC è possibile comandare delle operazioni di un robot e ricevere da esso dei dati come la temperatura o la tensione della batteria.

IL SONAR

Il SONAR, inventato da Paul Langevin nel 1917 è un termine che nasce come acronimo dell'espressione inglese SOund NAvigation and Ranging, è una tecnica che impiega la propagazione del suono per navigare, comunicare o rilevare la presenza di oggetti. Si distinguono sonar attivi e sonar passivi. Il SONAR può essere usato come mezzo di localizzazione acustica. Quest'ultima è stata impiegata an-

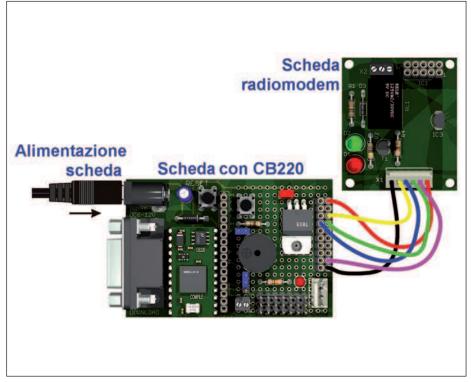



Figura 24: schema di collegamento per scheda CB220.

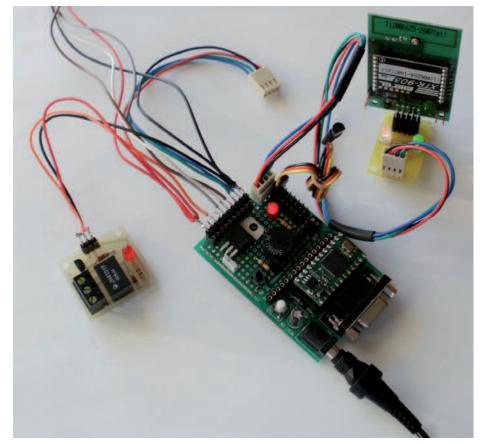



Figura 25: collaudo del prototipo della scheda CB220.

che in aria in passato, prima dell'introduzione del radar, ed è quella che viene utilizzata dal sensore che andremo ad analizzare. Il termine SONAR indica anche lo strumento usato per generare e ricevere i segnali acustici. La banda delle frequenze usate dai sistemi sonar va dagli infrasuoni agli ultrasuoni.

Il sensore 'LV-MaxSonar-EZ1

Il sensore LV-MaxSonar-EZ1 visibile in **figura 31**, è un innovativo sensore ad ultrasuoni che consente il rilevamento di ostacoli in un range che va da 0 a 6.45 metri. È incredibilmente compatto (20x22mm) ed è caratterizzato da un consumo bassissimo.
Il MaxSonar-EZ1 rileva oggetti di distanza e fornisce dati sulla distanza da 0.152 a 6.45 metri con una risoluzione di 2.54 centimetri. L'interfaccia di comunicazione è multi-formato, può essere utilizzata l'uscita pulse width oppure l'uscita analogica che fornisce una tensione variabile in base alla distanza rilevata, è anche disponibile un'uscita seriale asincrona; queste modalità di interfaccia rendono il sensore molto versatile ed innovativo. Un'altra caratteristica del sensore è il suo raggio d'azione che è molto stretto, rispetto ai sensori analoghi, ed è in grado di individuare oggetti molto piccoli. Il sensore il cui schema è visibile nella **figura 32**, funziona usando componenti attivi quali un PIC16F676, quattro amplificatori operazionali contenuti all'interno di un LM324, un diode array (BAY99DW) , insieme ad una varietà di componenti passivi. Il segnale proveniente dal trasduttore è amplificato da un filtro passa banda /amplificatore, seguito da un altro filtro passa banda / amplificatore logaritmico , seguito poi da un integratore e in ultimo il segnale è gestito da un microcontrollore con funzione di convertitore analogico-digitale.

Caratteristiche

- Guadagno variabile continuo per controllo del raggio e soppressione di lobo laterale;
- Alimentazione compresa tra 2.5V a 5.5V con 2mA di assorbimento;
- Letture ogni 50mS, (20-Hz di rate);
- Le misure vengono eseguite in modo continuo con l'uscita dei dati;

Figura 26: schermata del programma di controllo su PC.

Figura 27: esempio di utilizzo radio modem.

Figura 28: il sensore LV-MaxSonar-EZ1.

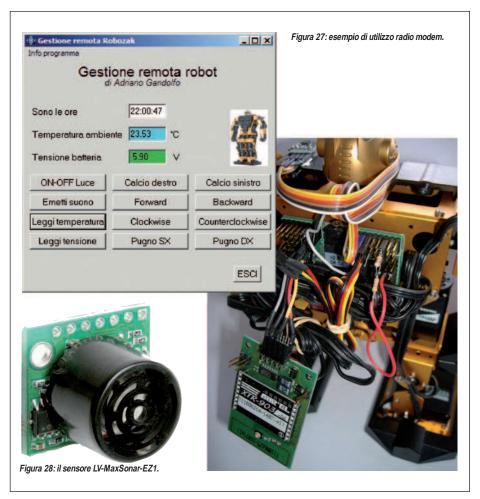
- Tutte le interfacce sono simultaneamente attive Seriale asincrona, analogica e Pulse width;
- Parametri di comunicazione :9600Baud, 8bit, 1 bit di stop, nessuna parità;
- Uscita analogica, (Vcc/512) / per Pollice;
- Impulsi in ampiezza, (147uS/per pollice);
- Il sensore opera a 42KHz.

Descrizione dei PIN

GND: Terminale di massa dell'alimentazione. L'alimentazione deve essere ben livellata ed esente da ripple per il miglior funzionamento.

+5 V: Terminale di alimentazione.
Il sensore può funzionare con una tensione compresa tra i 2.5V e i 5.5V. con un consumo di corrente che è compreso tra 2-3mA.

TX: Quando il terminale BW è aperto o a livello basso, il terminale TX trasmette un segnale seriale asincrono con il formato RS232 con livelli di tensione compresi tra 0 e Vcc.
L'uscita è rappresentata da un carattere ASCII "R", seguito da tre cifre ASCII che rappresentano la distanza espressa in pollici sino ad un massimo di 255, seguite da un ritorno a capo (ASCII 13). Il baud rate è di 9600, 8 bit, nessuna parità con un bit di stop.

RX: Questa terminale è normalmente a livello alto.
Il sensore eseguirà una misura continua sino a che il terminale rimarrà a livello alto e arresterà la misura se il terminale sarà portato a livello basso. Portare in alto il livello per un tempo di 20us o più per la lettura della distanza.

AN: il terminale fornisce una tensione analogica con un fattore di misurazione in scala di (Vcc/512) per pollice. Con una tensione di alimentazione di 5V si avranno ~ 9.8mV /in. Mentre una tensione di 3.3V darà ~ 6.4mV /in. L'uscita è bufferizzata e corrisponde all' ultima distanza rilevata.

PW: Questo terminale fornisce in uscita un impulso la cui larghezza rappresenta la distanza. Per il calcolo utilizzare come fattore di scala pari a 147us per pollice (25,4mm)

Descrizione della scansione.

250mS dopo l'accensione il sensore è pronto ad accettare il comando di RX. Se il pin di RX è aperto o a livello alto, il sensore eseguirà prima un ciclo (49ms) di calibrazione , e poi eseguirà la lettura della distanza (49ms).
Perciò, la prima lettura durerà ~ 100ms. Le letture seguenti dureranno 49ms. Il sensore controlla il pin RX alla fine di ogni ciclo. I dati di distanza possono essere acquisiti una volta ogni 49mS. Ogni periodo di 49ms inizia se il pin RX che è alto o aperto, dopo di che il sensore invia tredici onde a 42KHz, dopo che il pin **P**ulse **W**idth (PW) è posto a livello alto.
Quando un ostacolo è identificato, il pin PW è portato a livello basso.
Il pin PW è posto a livello alto per 37.5ms se nessun ostacolo è identificato.Il tempo rimanente dei 49ms (meno di 4.7ms) è utilizzato per taratura della tensione analogica al livello corretto.
Quando una lunga distanza è misurata immediatamente dopo una distanza corta, la tensione analogica non può arrivare al giusto livello all'interno di un solo ciclo di lettura. I dati seriali sono inviati durante l'ultimo dei 4.7ms. La precisione del sensore è calibrata in fabbrica a 1% a 5V, e durante l'utilizzo è migliore che 2%.Utilizzando il sensore a 3.3V la distanza di scansione diminuisce ulteriormente di 1-2 %.

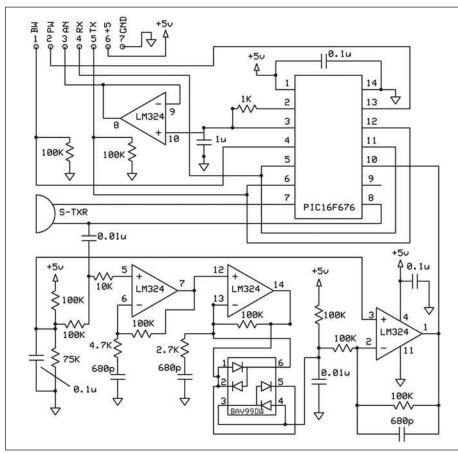



Figura 29: schema del sensore EZ1.

A	0.785"	19.9 mm	H	0.100"	2.54 mm
B	0.870"	22.1 mm	J	0.645"	16.4 mm
C	0.100"	2.54 mm	K	0.610"	15.5 mm
D	0.100"	2.54 mm	L	0.735"	18.7 mm
E	0.670"	17.0 mm	M	0.065"	1.7 mm
F	0.510"	12.6 mm	N	0.038" dia.	1.0 mm dia.
G	0.124" dia.	3.1 mm dia.	weight, 4.3 grams		

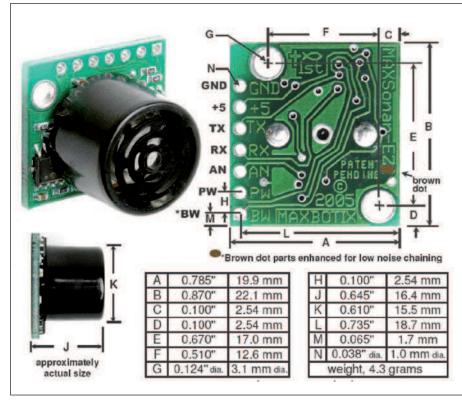



Figura 30 - piedinatura e dimensioni del sensore EZ1.

Istruzioni per l'alimentazione.

Ogni volta che il sensore è alimentato questo si calibrerà durante il primo ciclo di misura. Il sensore utilizzerà questa informazione memorizzata per la ricerca degli ostacoli. È importante che nessun ostacolo sia vicino al sensore durante questo ciclo di calibrazione. La migliore sensibilità si ottiene quando non esistono ostacoli a meno di 35cm, ma è sufficiente che vi siano almeno 17cm. Se un oggetto è molto vicino al sensore durante il ciclo di calibratura, il sensore può ignorare poi gli ostacoli trovati a quella distanza.
Il sensore non compensa la temperatura durante la calibrazione della misura della distanza ma invece compensa per la presenza della griglia sul sensore. Se avviene una variazione di temperatura, umidità, o un cambiamento della tensione di alimentazione durante le operazioni di misura potrebbe essere necessaria una ricalibrazione.
Senza ricalibrare, se la temperatura aumenta, può eseguire false letture su corte distanze. Se la temperatura decresce, il sensore ridurrà la sua sensibilità. Per ricalibrare il sensore, occorre eseguire un ciclo di accensione e poi eseguire una lettura.

COLLAUDO SCHEDE CON BS2 SX

Per provare il sensore con la scheda basata sul BS2 SX utilizzeremo l'uscita del sensore EZ1 **PW** che fornisce in uscita un impulso la cui larghezza rappresenta la distanza. Il fattore di scala è pari a 147us per pollice (25,4mm). Per il collegamento si farà riferimento allo schema di collegamento riportato in **figura 31**, utilizzando in connettore X4.
Utilizzando il Basic Stamp Editor si caricherà in memoria del processore il programma **EZ1_PWM.bsx** che è possibile scaricare dal sito di Fare Elettronica. Quando sarà in esecuzione nella finestra di DEBUG (figura 35), verranno mostrati gli impulsi letti, la distanza in pollice e quella in mm rilevata dal sensore.

COLLAUDO SCHEDE CON CB220

Per provare il sensore con la scheda basata sul CB220 utilizzeremo l'uscita del sensore EZ1 **AN**, che come abbiamo visto fornisce una tensione analogica con un fat-

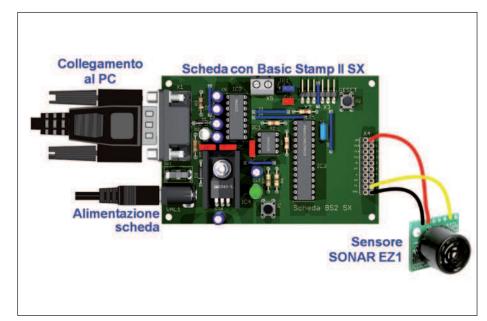



Figura 31: collegamento del sensore alla scheda BS2 SX.

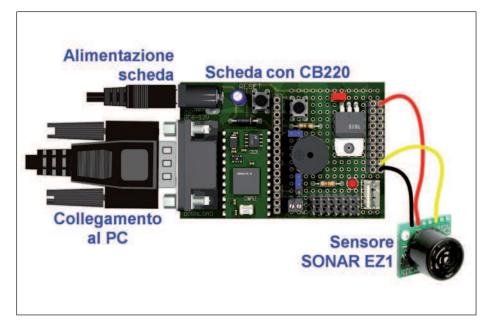



Figura 32: collegamento del sensore alla scheda CB220.

PER approfondire...

http://www.aurel.it/
Sito del produttore del radio modem

http://www.aurelwireless.com/downloads/manuali-uso/650200722_mu.pdf
Manuale istruzioni del transceiver XTR-903A-4

http://www.aurelwireless.com/downloads/manuali-uso/650200747_mu.pdf
Manuale d'uso e istruzioni del WIZ-903-A4

http://www.parallax.com/ Sito del costruttore del BS2 SX

http://www.parallax.com/Portals/0/Downloads/sw/bs/win/Setup-Stamp-Editor-v2.4.2.exe Compilatore Basic Stamp Editor

http://www.cubloc.com/
Sito del produttore del CB220

http://www.cubloc.com/download/cubloc/ecustsetup30a.exe Compilatore CUBLOC Studio

http://www.maxbotix.com/ Sito del produttore del sensore sonar LV-MaxSonar®-EZ1

http://www.maxbotix.com/MB1010__LV-MaxSonar-EZ1.html Pagina descrizione del sensore

http://www.maxbotix.com/uploads/LV-MaxSonar-EZ1-Datasheet.pdf datasheet del sensore EZ1.

http://www.justbasic.com Sito da cui scaricare il compilatore BASIC.

Figura 33: schermata del programma per scheda BS2 SX.

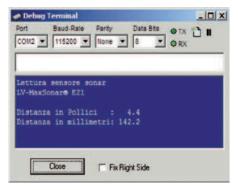



Figura 34: schermata del programma per scheda BS2 SX.

tore di misurazione in scala di (Vcc/512) per pollice. Per il collegamento si farà riferimento allo schema di collegamento riportato in **figura 32**, utilizzando in connettore CON3. Utilizzando il **Cubloc Studio** si caricherà in memoria del processore il programma **cb220_ez1.cul** che è possibile scaricare dal sito di Fare Elettronica. Quando sarà in esecuzione nella finestra di DEBUG (**figura 34**), verrà mostrata la distanza in pollici e quella in mm rilevata dal sensore.

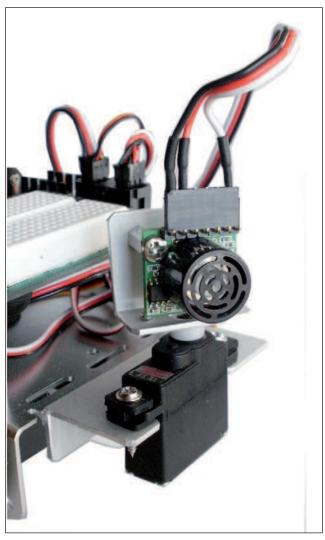



Figura 35: esempio di utilizzo del sensore EZ1.

Esempio di utilizzo

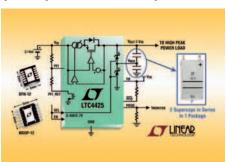
Negli esempi precedenti abbiamo visto due esempi di semplice lettura della distanza rilevata dal sensore. Nella pratica il sensore potrà essere utilizzato su piccoli robot per scandagliare l'ambiente alla ricerca di ostacoli. Nella **figura 35** possiamo vedere come in sensore sia stato montato sulla parte anteriore di un robot. Il sensore è azionato da un piccolo servomotore per compiere delle rotazioni di circa 180°, quando sarà rilevato un ostacolo il robot compierà dei movimenti per evitarlo.

CONCLUSIONI

In questi ultimi articoli abbiamo visto come utilizzare alcuni componenti per robotica il cui utilizzo alcune volte non è del tutto chiaro, a volte la presenza di documentazione solamente in inglese e con pochi esempi pratici fa sì che essi non vengano utilizzati o non se ne sfruttano appieno le loro possibilità. ❑

CODICE MIP 2772305

CARICATORE PROGRAMMABILE **PER SUPERCONDENSATORE**

Linear Technology Corporation presenta l'L TC4425, l'ultimo prodotto della famiglia di caricatori per supercondensatori a due celle in grado di supportare elevati picchi di potenza e i requisiti di dying gasp tipici delle applicazioni portatili e di archiviazione dei dati. Il dispositivo utilizza un'architettura CC-CVlineare con limitazione termica per la carica di due supercondensatori in serie a una tensione di uscita programmabile da una batteria Li-Ion/polimeri, una porta USB o un'alimentazione da 2,7 V a 5,5 V con limitazione di corrente. L'LTC4425 prevede due modalità operative: normale, con profilo della corrente di carica e LDO. La prima consente di caricare la parte superiore dello stack del supercondensatore a una tensione di ingresso VIN con una corrente di carica che varia in modo inversamente proporzionale al dif ferenziale di tensione tra ingresso e uscita per evitare il riscaldamento eccessivo; la seconda modalità carica invece lo stack a una tensione di uscita programmata esternamente con una corrente di carica fissa, anch'essa programmabile esternamente. La corrente di carica è programmabile tramite resistore fino a 2A (3 A di picco) e ciascun condensatore è dotato di derivatori interni per la protezione dalla sovratensione (tensione selezionabile tra 2,45 V e 2,7 V). Il diodo ideale con limitazione della corrente integrato nell'LTC4425 offre una resistenza estremamente bassa – pari a 50mOhm – per evitare l'inversione della tensione VIN, caratteristica che rende questo dispositivo particolarmente adatto per numerose apparecchiature alimentate a batteria o tramite USB, palmari industriali, strumenti portatili, sistemi di monitoraggio, misuratori di potenza, circuiti di backup per supercondensatori e schede PC/modem USB con elevata potenza di picco.

CODICE MIP 2784295

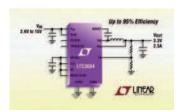
Nuovi MOSFET Toshiba

Toshiba Electronics Europe (TEE) ha annunciato una nuova famiglia di MOSFET di potenza in grado di offrire una migliore efficienza e una maggiore velocità di commutazione in applicazioni operanti con tensioni fino a 650 V e correnti fino a 20 A. La nuova serie di dispositivi TK è l'ideale in una vasta gamma di sistemi di alimentazione, nuovi ed emergenti, come i rifasatori (PFC, Power Factor Correction) e gli stabilizzatori delle lampade fluorescenti.
I MOSFET Toshiba della serie TK sono disponibili in contenitori TO220SIS a chiusura ermetica e nei tradizionali contenitori TO-3P(N). Le dimensioni sono rispettivamente 10 mm x 15 mm x 4,5 mm e 15,9 mm x 20 mm x 5 mm.
Tutti i dispositivi TO220SIS utilizzano la tecnica di incapsulamento 'Warp' di Toshiba, con connessioni in rame anziché a filo (wire bonding). Questa tecnica riduce la resistenza dei collegamenti interni, migliora la dissipazione termica e permette di gestire correnti più elevate.

I modelli della nuova serie presentano tensioni di 450 V, 500 V, 525 V, 550 V, 600 V e 650 V e correnti di drain da 2 A a 20 A. La RDS(ON) varia da 5 Ω ad appena 0,27 Ω.

CODICE MIP 2784746

Regolatore step-down sincrono

L'LTC3604 è un regolatore buck sincrono da 4 MHz ad alto rendimento, basato su un'architettura in current mode a frequenza costante e ton controllato. Integrato in un package MSOP-16E o QFN da 3 mm x 3 mm, fornisce fino a 2,5 A di corrente continua in uscita con tensioni di uscita di soli 0,6 V. Il funzionamento in current mode offre un'ottima risposta ai transienti della linea e del carico anche con rapporti di step-down elevati. L'LTC3604 funziona in un range di tensioni in ingresso compreso tra 3,6 V e 15 V, il che lo rende la soluzione ideale per applicazioni alimentate con batterie agli ioni di litio a doppia cella, nonché per sistemi di bus intermedi a 5 V e 12 V. La frequenza di commutazione può essere programmata dall'utente in un range compreso tra 800 kHz e 4 MHz, consentendo l'utilizzo di induttori e condensatori compatti a basso costo.

CODICE MIP 2784744

di LUCA STANZANI

SENSORE DI FUMO CON MSP 430

Questo articolo descrive come realizzare un semplice rilevatore di fumo utilizzando un fotodiodo IR e il microcontrollore MSP430F2012, il tutto con un consumo ridottissimo, tanto da poter essere alimentato con due semplici batterie AAA

Per rilevare la presenza di fumo si utilizza un semplice diodo a infrarossi (IR) con il relativo ricevitore. Il diodo IR emettitore viene periodicamente sollecitato per effettuare una trasmissione e il segnale generato dal ricevitore è esaminato per determinare se del fumo è presente nella camera di osservazione in cui il diodo trasmettitore e ricevitore sono collocati. Un amplificatore operazionale è usato come transimpedenza e amplifica la corrente del ricevitore IR, che può così essere campionata con l'ADC dell'MSP430. Tra gli intervalli di campionamento l'amplificatore operazionale e tutta la circuiteria all'infrarosso sono spente e il microcontrollore entra in stand-by consumando solamente 1uA di corrente. Quando del fumo viene rilevato viene pilotato un buzzer per produrre un segnale acustico, in particolare la soluzione utilizzata utilizza un driver in grado di ottenere un segnale d'uscita ad una pressione sonora superiore agli 85dB ad una distanza di 3m.

DETTAGLI IMPLEMENTATIVI

Il rilevatore di fumo campiona il segnale della parte IR per verificare la presenza di fumo ogni 8 secondi. Il microcontrollore MSP430 ha un oscillatore RC interno chiamato VLO che utilizzato in abbinamento con il TIMER A è in grado di generare un interrupt ogni 8 secondi. Questo interrupt porta l'MPS430 fuori dallo stato LPM3 si basso consumo in cui si trova a riposo. Da notare che il VLO è calibrato utilizzando l'oscillatore DCO on-chip per determinare a priori quanti clock del VLO servono per un intervallo di un secondo. Tale valore viene utilizzato come periodo di rollover per il timer A che a sua volta è ovviamente alimentato con il clock del VLO. Il registro di

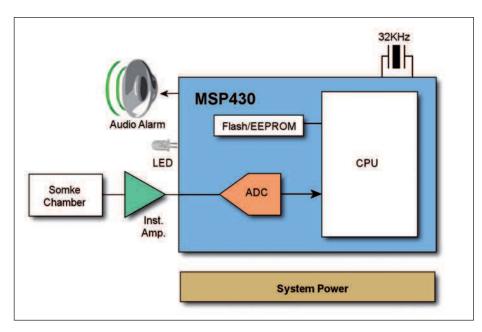



Figura 1: schema a blocchi del rivelatore di fumo.

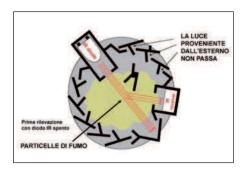



Figura 2: camera di osservazione del rivelatore di fumo.

divisione del clock in ingresso per il timer A viene programmato a 8, ottenendo in questo modo l'interrupt ogni otto secondi desiderato. Quando l'MPS430 esce dallo stato LPM3 va ad accendere l'amplificatore, dandogli il tempo necessario perché sia pronto ad operare. A questo punto viene prima campionata la corrente del ricevitore IR con il trasmettitore spento e solo dopo con il trasmettitore IR in funzione, lasciando un opportuno intervallo di tempo tra le due operazioni. Le due misure di corrente ottenute sono confrontate per determinare se siamo in presenza di fumo. Lo schema a blocchi del sistema è riportato in **figura 1**. In **figura 2** è schematizzata la camera di osservazione per rilevare la presenza di fumo. Come si può vedere la luce dal esterno non filtra proprio per la particolare conformazione dell'involucro.

EVITARE I FALSI ALLARMI

Per evitare i falsi allarmi la presenza di fumo deve essere rilevata almeno tre volte prima di far partire la segnalazione acustica. Dopo la prima rilevazione positiva il clock in ingresso al timer A viene diviso per 4 e non più per 8, portando l'intervallo di rilevazione a 4 secondi per il tentativo successivo. Se anche dopo i 4 secondi viene nuovamente rilevato del fumo l'intervallo viene ulteriormente ridotto a 1 secondo. Se anche la terza rilevazione è positiva allora parte l'allarme e la rilevazione procede ad intervalli di 1 secondo.

OBBIETTIVO BASSO CONSUMO

L'amplificatore utilizzato per questa applicazione, visibile anche dallo schema circuitale in **figura 3**, è il TLV2780 ed è stato scelto perché rappresenta un buon compromesso tra costo e velocità di entrata a regime. Poiché il punto chiave è ottenere un basso consumo l'amplificatore è alimentato direttamente da un pin dell'MSP430 anche se di per sé ha già una funzionalità di shutdown. Non viene utilizzata questa possibilità perché il TLV2780 consuma fino a 1,4mA a temperatura ambiente in shutdown, questo consumo di corrente viene meno se invece l'amplificatore è alimentato direttamente da un pin del micro, venendo spento il consumo di corrente si azzera. In aggiun-

segue a pagina 55

Figura 3: schema circuitale del rilevatore di fumo.

Figura 4: diagramma di flusso del SW.

Reset
Setup, Calibrate VLO 8s wake time
LPM3
P1.0 Interrupt
~50ms Debounce XOR Buzzer En.
Alarm Flag = 0
LED = 0
Smoke Count = 0
Disable Buzzer
TA = 8s Interrupt
TA0 Interrupt
Sample Dark
Sample Light
Average
Exit LPM3
N
Light > Dark + x?
Y
N
Alarm Flag = 0?
Y
Increment Smoke Count
Interrupt = 4s
Y
Smoke Count = 1?
N
Interrupt = 1s
Y
Smoke Count = 2?
N
N
Smoke Count = 3?
Y
Alarm Flag = 1
Sample Flag = 0
LED = 1
Enable Buzzer

Sample
Turn on OA, ADC, REF.
Settling Delay
Start 4x Conversions
LPM3
DTC Interrupt
Exit LPM3
Turn on IRLED
Settling Delay
Start 4x Conversions
LPM3
DTC Interrupt
Exit LPM3
Turn off ADC, REF, IRLED, OA
Return

TABELLA 1: BUDGET DI CORRENTE

FUNZIONE	DURATA	CORRENTE	CORRENTE NORMALIZZATA
MSP430 attivo (1 MHz at 3 V)	422.6 us	300 uA	15.8 nA
MSP430 in LPM3	7.999577 s	0.6 uA	0.6 uA
Amplificatore operazionale	190.6 us	650 uA	15.5 nA
V reference ADC	190.6 us	250 uA	5.95 nA
ADC core	20.8 us	600 uA	1.56 nA
LED IR	100.8 us	100 mA	1.26 uA
TPS61040 in shutdown	Sempre	0.1 uA	0.1 uA
			Totale 2.00uA

PER *approfondire...*

- TI application report, SLAA335.pdf.
- http://en.wikipedia.org/wiki/TI_MSP430
- Texas Instruments website, MSP430 family overview.

ta alle considerazioni precedenti il tempo di power-on e il tempo di settling dell'amplificatore operazionale consentono di minimizzare il tempo in cui questo e la circuiteria IR rimangono attivi. Più il tempo di settling dell'amplificatore è grande più il consumo di corrente aumenta. Tutta l'applicazione è alimentata da due batterie AAA ed è in grado di operare nel range di tensioni di alimentazione da 1.8 a 3.6V. Per ottenere la tensione necessaria per il buzzer viene utilizzato un TPS61040, un convertitore DC/DC boost, questo alimenta il circuito auto oscillante del buzzer piezoelettrico. Quando è attivo il convertitore boost il buzzer emette un allarme, mentre con il convertitore spento il buzzer non emette nessun suono e non consuma corrente. Il pin di enable del convertitore boost è collegato all'uscita TA1 dell'MSP430, come detto quando il buzzer suona il periodo del timer A è programmato a 1 secondo è il registro CCR1 del timer viene utilizzato per generare un segnale rettangolare di frequenza 1Hz e duty cycle del 50% per abilitare e disabilitare il buzzer. La segnalazione acustica diventa così simile a quella di un allarme, attiva per mezzo secondo e disattiva per il restante mezzo secondo senza intervento del software. Lo schematico completo è mostrato in **figura 3**.

SOFTWARE

Il programma sorgente è disponibile gratuitamente sul sito di Fare Elettronica (www.farelettronica.com). La routine di inizializzazione dell'applicazione come prima cosa configura i pin dell'MSP430, mettendo i pin inutilizzati in una condizione di basso consumo, poi il DCO control register viene programmato con il valore calibrato di 1MHz. Il VLO viene quindi calibrato di conseguenza sfruttando il clock ottenuto dal DCO e il Timer_A viene configurato per fornire un interrupt ad intervalli di 8 secondi come precisato in precedenza. Il ciclo di programma consiste nell'entrare nello stato di basso consumo LPM3, all'arrivo dell'interrupt campionare e calcolare se del fumo è presente, come precisato precedentemente per evitare falsi allarmi almeno tre rilevazioni consecutive devono essere positive. L'operazione di calibrazione del VLO è realizzata una sola volta per l'applicazione, ma nulla vieta che sia eseguita più volte per ottenere una maggiore accuratezza e compensare derive temporali del VLO. Per la calibrazione del VLO prima il Timer_A viene alimentato dal clock a 1MHz del DCO e programmato in continuous mode. Il clock ACLK viene quindi ottenuto al segnale d'uscita del VLO diviso otto, e viene fornito al timer CCR0 che conta gli impulsi di clock ottenuti dal DCO. Il numero di impulsi ottenuti diviso 8MHz permette di ottenere la frequenza del VLO e viene usato come periodo del Timer_A per generare gli intervalli di 1, 4 e 8 secondi. In **figura 4** è riportato il diagramma di flusso della routine di campionamento, le operazioni partono con la misura della corrente del ricevitore IR con il trasmettitore acceso e spento. Per prima cosa vengono accesi l'amplificatore operazionale e il LED di operatività, l'ADC viene configurato per acquisire 4 misurazioni e memorizzarle in RAM attraverso la funzionalità DTC del convertitore analogico digitale. Poiché in questa fase il micro non serve l'MSP430 viene messo nello stato LPM3 e viene risvegliato al termine delle 4 acquisizioni dallo stesso DTC. A questo punto l'MSP430 attiva il LED IR e dopo un settling time vengono ripetute altre quattro acquisizioni dell'ADC sempre con il micro in modalità LPM3. Conclusa anche questa fase il LED IR, l'ADC e il LED di operatività vengono spenti e viene chiamata la routine di calcolo. La routine di calcolo media le quattro correnti di buio e le quatto ottenute con il LED IR acceso. Il confronto viene eseguito nella routine principale del software. Nello schema di **figura 3** è presente anche un pulsante manuale a cui è agganciato un interrupt handler per testare la segnalazione acustica. Il pulsante è collegato a un pin di ingresso del micro con tanto di pull-up interno attivato che attiva e disattiva il buzzer.

UN OCCHIO AI CONSUMI

In **tabella 1** sono riportate le diverse fasi operative del circuito con le rispettive durate medie e il consumo di corrente rilevato. Come si può vedere mediamente il consumo del circuito è di circa 2uA, un consumo veramente ridottissimo. ❑

CODICE MIP 2771776

di GIOVANNI DI MARIA

Capacimetro CON PIC

Approntiamo un semplice tester e misuratore della capacità dei condensatori. Un semplice ed affidabile circuito realizzato con un microcontrollore.

I condensatori sono componenti elettronici insostituibili. Risalire alla capacità potrebbe risultare cosa facile, se tale informazione è riportata sul componente. Sovente però essi risultano rovinati dal tempo e dall'usura e i dati di targa non sono più leggibili. Oppure ancora, specialmente con i modelli più obsoleti, il valore intrinseco non corrisponde a quello riportato sul corpo dello stesso. Per questi e altri motivi, abbiamo pensato di realizzare un semplice ed economico misuratore di capacità dei condensatori. Si definisce capacità di un condensatore (simbolo C) la proprietà di conservare la carica elettrica. L'unità di misura della capacità è il Farad (simbolo F). Nella pratica tale unità è estremamente grande, pertanto si utilizzano i suoi sottomultipli, il microfarad (uF), il nanofarad (nF) e il picofarad (pF). Le corrispondenze tra i sottomultipli sono le seguenti:

1 uF = 1000 nF = 1000000 pF
1 nF = 0,001 uF = 1000 pF
1 pF = 0,000001 uF = 0,001 nF

Infine un farad èquivale a 1000000 uF, oppure a 1000000000 nF oppure ancora a 1000000000000 pF.

METODI PER MISURARE LA CAPACITÀ

Esistono numerosi metodi per effettuare la misurazione della capacità di un condensatore. Alcuni sono puramente teorici, altri risultano pratici e facilmente at-

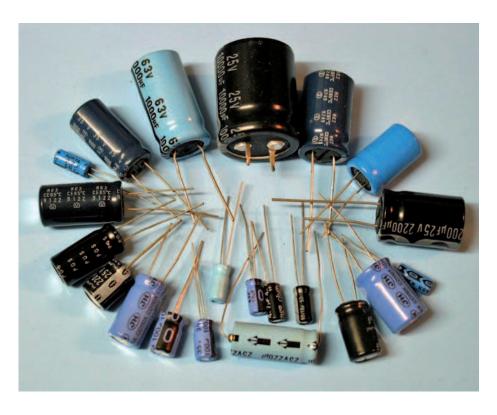
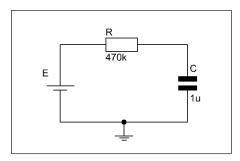



Figura 1: alcuni condensatori elettrolitici.

Figura 2: circuito RC.

Tabella 1: Tempi e precisione delle misure

CAPACITÀ MISURATA	TEMPO	% ERRORE IMPIEGATO
1μF	0,1s	100%
10μF	1s	10%
100μF	10s	1%
1000μF	100s	0,2%
10000μF	1000s	0.05%

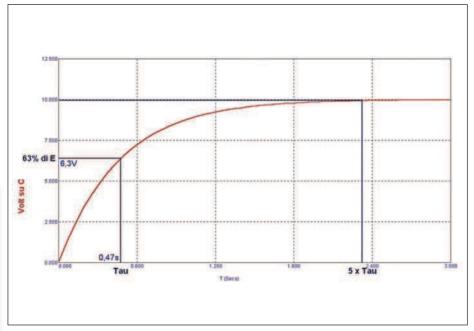



Figura 3: andamento della costante di tempo.

tuabili. Altri che forniscono una grande precisione del risultato, altri ancora poco utili. In questa sezione elenchiamo semplicemente una limitata lista di procedimenti utili, includendo anche quello proposto nel seguito dell'articolo:

- Utilizzo di un trasformatore;
- Utilizzo di un multimetro;
- Metodo balistico;
- Metodo dei tre multimetri;
- Metodo del ponte di Schering;
- Metodo del ponte di Gott;
- Metodo del ponte di Wien;
- Metodo del circuito risonante parallelo;
- Metodo per sostituzione;
- Metodo per confronto;
- Metodo della reattanza;
- **Metodo della costante di tempo (utilizzato in questo articolo).**

QUALI CONDENSATORI POSSIAMO MISURARE?

Considerando le caratteristiche peculiari del circuito (e del software) possono essere utilmente messe alla prova tutte le capacità con valore capacitivo superiore a 1 uF. Pertanto trovano ampia applicazione i condensatori elettrolitici, componenti molto diffusi in tutti i circuiti elettrici (se ne trovano anche sulle piastre dei Personal Computers).

Se l'utente dovesse avere bisogno di altri valori di fondo scala, può sostituire i valori di alcuni componenti dello schema elettrico, nonché alcune temporizzazioni e procedure nel software.
Come detto prima, dunque, il metodo da noi adottato per effettuare una misurazione della capacità, è quello del calcolo della costante di tempo, che fornisce ottimi risultati.

LA COSTANTE DI TEMPO

In un circuito RC, i valori dei componenti determinano il tempo di carica e scarica dei condensatori.
Un tipico circuito è il classico collegamento in serie tra una resistenza ed una capacità, il tutto alimentato da un generatore di tensione ideale.
Il circuito di **figura 2** è caratterizzato da una proprietà che lega le principali grandezze fisiche in gioco, quali la capacità del condensatore, il valore resistivo della resistenza, la tensione del generatore ed il tempo del transitorio.
Il parametro utile ai nostri scopi è la costante di tempo, con simbolo τ (tau).

Essa determina la seguente relazione:

$$\tau = RC$$

La formula assume che la costante di tempo sia espressa in secondi, la resistenza in ohm e la capacità in farad. Nella pratica si può dimostrare che il valore della costante di tempo (τ) corrisponde al tempo necessario affinché la tensione ai capi del condensatore C salga da zero al **63%** di E. Tale tempo di attesa è definito transitorio ed ha un andamento piuttosto stabile, seppur logaritmico. Nell'esempio, il circuito RC è caratterizzato da un resistore di 470kohm e da una capacità di 1uF, oltre che da una tensione di alimentazione pari a 10V. La costante di tempo (espressa in secondi) equivale a:

$$\tau = RC = 470000 \times 0.000001 = 0.47sec$$

In pratica il condensatore, nella configurazione adottata, impiegherà 0,47 secondi per raggiungere il 63% della tensione massima di alimentazione, ossia 6,3V.

SCHEMA DI PRINCIPIO E FORMULA INVERSA

Affinché la formula dia un'utilità nel calcolare la capacità del condensatore (valore incognito) deve essere impostata in modo da utilizzare le rimanenti grandezze note: resistenza, tempo, tensione su C al 63%.

LISTATO 1

```
program capacimetro

'*******************************
'*   PROTOTIPO DI CAPACIMETRO  *
'*            con              *
'*      Costante di Tempo      *
'*            by               *
'*      Giovanni Di Maria      *
'*******************************

'--Procedura Tasto senza Repeat e Debounch—
sub procedure attesa
   while PORTC.1 = 0
      nop
   wend
   while PORTC.1 = 1
      nop
   wend
end sub

'--Connessioni al modulo LCD—
dim LCD_RS as sbit at RB4_bit
dim LCD_EN as sbit at RB5_bit
dim LCD_D4 as sbit at RB0_bit
dim LCD_D5 as sbit at RB1_bit
dim LCD_D6 as sbit at RB2_bit
dim LCD_D7 as sbit at RB3_bit

dim LCD_RS_Direction as sbit at TRISB4_bit
dim LCD_EN_Direction as sbit at TRISB5_bit
dim LCD_D4_Direction as sbit at TRISB0_bit
dim LCD_D5_Direction as sbit at TRISB1_bit
dim LCD_D6_Direction as sbit at TRISB2_bit
dim LCD_D7_Direction as sbit at TRISB3_bit

' --Dichiara Variabili—-
dim testo_word as string[5]
dim adc as word
dim tick as word
dim percentuale as word
dim capacita as longword
dim resistenza as longword

'--Inizializza le porte di I/O--
TRISA = %000001
PORTA = 0
TRISB = %00000000
PORTB = 0
TRISC = %00000010
PORTC = 0

'--Inizio programma--
Lcd_Init()                     ' Inizializza
Lcd
Lcd_Cmd(_LCD_CURSOR_OFF)      ' Cursore off

'—Titolo--
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)           ' Cancella
display
Lcd_Out(1,1,"CAPACIMETRO/PIC")
Lcd_Out(2,2,"by G.Di Maria")
delay_ms(2000)

'—Invita a SCARICARE il condensatore—
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)           ' Cancella
display
Lcd_Out(1,1,"Scaricare il")
Lcd_Out(2,1,"CONDENSAT. e OK")
attesa()

'--Inizia la MISURA—-
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)           ' Cancella
display
Lcd_Out(1,1,"Sto misurando...")
PORTC.0 = 1                    ' Alimenta
condensatore

'--Calcola COSTANTE DI TEMPO--
tick = 0
while true
   '--Lettura ADC e controllo—-
   adc = ADC_read(0)
   if adc >= 644 then
      break
   end if
   tick = tick + 1
   '--Aggiorna Display ogni SECONDO
   if tick MOD 10 = 0 then
      percentuale = adc * 100 / 644
      WordToStr(percentuale,testo_word)
      Lcd_Out(2,01,"Progres.")
      Lcd_Out(2,10,testo_word)
      Lcd_Out(2,15,"%")
   end if
   delay_ms(97)
wend

'--Visualizza i RISULTATI--
capacita = tick
Lcd_Cmd(_LCD_CLEAR)           ' Cancella
display
WordToStr(capacita,testo_word)
Lcd_Out(1,1,"Capacita':")
Lcd_Out(2,1,testo_word)
Lcd_Out(2,7,"uF")

end.
```

- La resistenza in serie alla capacità incognita ammonta a **100kohm**;
- Il tempo impiegato affinché la tensione su C raggiunga il 63% sarà noto durante la rilevazione;
- La tensione pari al 63% è di 3,15V, considerata la natura TTL della alimentazione della capacità.

$C=\tau/R$

Il firmware utilizza proprio tale formula per risalire al valore incognito del condensatore.

LISTA COMPONENTI

R1	100 KΩ 1/4 W (valore esatto). Vedi testo
R2, R3	10 KΩ 1/4 W
R5	1 Ω 1/4 W
RV1	Potenziometro lineare 10K
C1	Elettrolitico da misurare (da 1µF a 20000µF)
C2, C3	22pF ceramici
Q1	Quarzo da 8 Mhz
U1	Microcontrollore PIC16F877A
BAT1	Alimentazione 5V
LCD2	Display LCD intelligente con codifica Hitachi
SW1, SW2	Pulsanti normalmente aperti

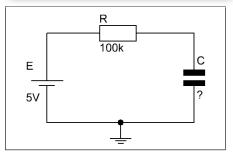



Figura 4: schema di principio del capacimetro.

Figura 5: Schema elettrico completo del capacimetro.

SCHEMA ELETTRICO

Esaminiamo adesso lo schema elettrico, abbastanza semplice a dire la verità. Tutte le operazioni decisionali e di controllo sono affidate infatti al microcontrollore. L'intero circuito è alimentato con una tensione positiva stabile di 5V. L'integrato U1, un microcontrollore PIC 16F877A segue questa regola. Il suo funzionamento è reso possibile grazie all'utilizzo di un clock esterno, rappresentato dal quarzo Q1 coadiuvato dai due condensatori ceramici C2 e C3 da 22pF. Il piedino 1 del micro (reset) è mantenuto a livello logico alto grazie alla resistenza di pull-up R2, e ne permette il funzionamento. Un potenziale di massa invece ne causa il reset. La visualizzazione dei dati è affidata al display intelligente LCD2, che segue la codifica standard Hitachi. Al fine di risparmiare preziose porte di I/O, vengono utilizzate 4 linee di comunicazione dati (anziché 8) facenti capo alle porte RB0-1-2-3 del micro. Le funzioni software di visualizzazione provvedono opportunamente ad effettuare la corretta codifica delle informazioni. Le altre 4 porte dati del display sono mantenute a livello logico basso, tramite connessione diretta a massa, cosi come il piedino RW, che ne assicura la scrittura. Il piedino E è invece comandato dalla porta RB5 del micro, mentre la linea RS dalla porta RB4.

La regolazione del contrasto del display è resa possibile dal potenziometro RV1, con funzione di partitore resistivo variabile che assicura la corretta tensione al display per la polarizzazione ottica. Esaminiamo infine le parti di comando. Il tasto "OK" (SW2) ha lo scopo di avviare il processo di misura e, quando pressato, assicura un potenziale logico alto al piedino RC1, altrimenti lasciata a livello basso dalla resistenza di pull-down R3. Il tasto "scarica" (SW1) ha invece l'importante compito di assicurare la scarica preliminare del condensatore in esame, ed è collegata in serie ad una resistenza di 1 ohm (R5) per evitare il brusco corto circuito ai capi della capacità. La resistenza R1 (resistenza campione) è importantissima. Deve possedere l'esatto valore di 100kohm, pena la mancata precisione delle misure. Se non si riesce a trovarne una di questo tipo, consigliamo di approntarne una, mediante collegamento serie-parallelo di altri resistori, al fine di trovare l'esatto valore resistivo di 100.000 ohm. Infine il condensatore da misurare è rappresentato da C1, che deve essere agevolmente cambiato e spostato per agevolarne le manovre di test.

IL FIRMWARE

Il programma è scritto per il compilatore Mikrobasic Pro 2009 versione 3.2. Il listato è abbastanza semplice, ma occorre comprenderlo bene, al fine di modificarlo e di implementarlo senza problemi di sorta. È, in ogni caso, abbondantemente commentato.

Esaminiamone i blocchi fondamentali. La procedura "attesa" consente di approntare un controllo sulla pressione del tasto facente capo alla porta RC1. Grazie ai due cicli in essa contenuti, i problemi del rimbalzo e del repeat vengono completamente scongiurati.

Le righe successive definiscono le connessioni al modulo LCD, inoltre sono dichiarate le variabili del programma e i funzionamenti e i flussi delle porte di I/O.

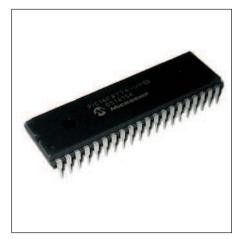



Figura 6: il microcontrollore Pic 16F877A.

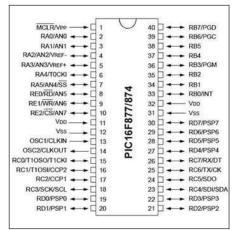



Figura 7: pinout Pic 16F877A.

Figura 8: le fasi d'impiego del capacimetro.

Figura 9: un possibile contenitore.

Successivamente il video del display è cancellato e appare il titolo (che rimane per circa due secondi). Il sistema invita quindi l'utente a scaricare il condensatore con l'apposito tasto e a premere il pulsante OK.

La misura della capacità avviene sfruttando la formula vista in precedenza, in un ciclo che ha temine solo quando la tensione ai capi della capacità arriva al fatidico 63% di quella massima (il valore digitale 644 è infatti il 63% di 1023).

Nello stesso ciclo il display viene aggiornato ogni secondo con la percentuale di progresso raggiunto. La pausa di 97 millesimi di secondo serve per compensare anche i piccoli ritardi dovuti all'impiego del display e, soprattutto, al tempo utilizzato dall'ADC.

Alla fine della misura, con l'uscita dal ciclo, i risultati sono resi pubblici sul display Lcd.

COME SI USA

All'accensione del sistema il display mostra il titolo, composto dal nome del prototipo e dell'autore. Tale videata dura due secondi. Segue pertanto l'invito a scaricare il condensatore. Ciò si effettua premendo per qualche secondo (anche ripetute volte) il pulsante "scarica" che pone in corto circuito il componente in esame. Si confermi l'operazione di scarica premendo il tasto "OK". Da questo momento il piedino RC0 del Pic comincia ad erogare corrente, la quale carica, attraverso R1, il condensatore. In questa fase il display, oltre ad testimoniare il proprio impegno di misura, visualizza anche la percentuale di progresso. Ciò è particolarmente utile per capacità di grosse dimensioni. A fine misura il display visualizza la capacità espressa in microfarad. Per effettuare un altro test occorre quindi rimuovere il componente e resettare il sistema.

UN POSSIBILE CONTENITORE

L'utente può realizzare naturalmente un adeguato contenitore, che ospiti in maniera opportuna il circuito. Esistono sul mercato molte tipologie di scatole e contenitori, di diversi tipi, costi e materiale. Occorre prevedere, ricordiamolo, anche lo spazio per alloggiare l'alimentazione ed eventuale interruttore di accensione.

CONSIGLI E CONCLUSIONI

Bene, questo strumento di misura, seppur semplice, non tarderà a darci grandi soddisfazioni. La **tabella** delle prove effettuate testimonia come la precisione del prototipo è ottima misurando i condensatori con valore superiore a 50µF. Purtroppo all'aumentare della capacità aumenta, in ugual proporzione, anche il tempo di misura e per i condensatori con valore superiore a 10000µF l'attesa potrebbe essere molto lunga.

Ma il gioco ne vale la candela, specialmente se la fretta non è di primaria importanza. Per ultimo consigliamo di effettuare più volte la misura di uno stesso condensatore, ricordando soprattutto di scaricarlo per bene con l'ausilio dell'apposito pulsante. ❑

CODICE MIP 2772349

PIMP YOUR PIC WITH OUR COMPILERS

COMPILERS WITH MORE THAN 300 READY-TO-USE FUNCTIONS

mikroC, mikroBasic, mikroPascal PRO for PIC

PIC

mikro ICD IN-CIRCUIT DEBUGGER

USB 2.0 IN-CIRCUIT PROGRAMMER

Mikroelektronika compilers for PIC offers the easy-to-use user interface, which was designed to get you going fast with your PIC microcontroller. Modern and user oriented IDE which comes with compilers will show you that microcontroller project development can be easy and fast. Compilers comes with wide-range of libraries that are completely documented and supplied with practical examples.
Also, there is set of tools that is used for collecting project information such as statistics and various types of tool that are used for application testing.

mikroC, mikroBASIC and mikroPASCAL PRO for PIC

CODICE MIP 2784894

www.mikroe.com

di ANTONIO CECERE

TERMOSTATO *differenziale*

In questa tesina si presenta un termostato differenziale da utilizzare in un impianto di riscaldamento solare

In un sistema di riscaldamento diretto dell'acqua con i raggi solari si può agevolmente raggiungere il rendimento del 50%, rispetto ad un sistema di riscaldamento indiretto con pannelli fotovoltaici, il cui rendimento non supera il 15%. Questo sistema comporta l'utilizzo di un pannello solare "termico" con tubi esposti al sole (detto anche "collettore" solare) e di un serbatoio isolato termicamente in cui si conserva l'acqua riscaldata.
Esistono sistemi a "circolazione naturale" in cui, senza alcuna pompa, l'acqua riscaldata dal pannello fluisce spontaneamente verso un serbatoio posto a livello più alto; se invece, come spesso accade, il serbatoio è messo allo stesso livello del pannello o a livello più basso, allora bisogna utilizzare il sistema a "circolazione forzata" in cui una pompa ha il compito di portare l'acqua dal pannello al serbatoio. La circolazione tra pannello e serbatoio deve avvenire solo se la temperatura del pannello è più alta di quella del serbatoio. In caso contrario si avrebbe l'effetto indesiderato di disperdere nel pannello il calore accumulato. Il termostato che sarà illustrato ha il compito di avviare la pompa di circolazione solo quando la temperatura del pannello è più alta di quella del serbatoio. Esso sarà costituito da due sensori di temperatura, uno per il pannello ed uno per il serbatoio, e da un circuito elettronico in grado di interpretare le differenze di temperatura (da cui il termine "differenziale") ed avviare una pompa. Prima di continuare occorre chiarire che il termine "termostato", usato comunemente per circuiti di questo tipo, è improprio, perché questi non stabilizzano la temperatura del serbatoio, ma la aumentano ogni volta che il pannello ha una temperatura più alta. Il circuito proposto, come tutti quelli del Progetto Tesina, sarà semplice, robusto ed affidabile.

Figura 1: collettore solare a circolazione forzata.

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Come si fa a rivelare se la temperatura del pannello è più alta di quella del serbatoio? Uno dei metodi più semplici è quello di realizzare un partitore di tensione mettendo in serie due termistori NTC identici, che hanno la proprietà di diminuire il loro valore di resistenza al crescere della temperatura. I due termistori ripartiscono la tensione in proporzione al loro valore resistivo, e quindi sul termistore a temperatura più alta rileviamo una tensione più bassa. E' chiaro che se i due termistori sono alla stessa temperatura (qualunque essa sia), essi ripartiscono la tensione di alimentazione al 50%. Alimentiamo il circuito a 12 Volt e colleghiamo come in **tabella 1** il termistore NTC1, montato sul pannello, ed il termistore NTC2, montato sul serbatoio: se la tensione Vt misurata al centro del partitore con riferimento a massa è maggiore del 50% della tensione di alimentazione (Vt > 6V), questo significa che la temperatura del

Figura 2: schema elettrico del circuito.

LISTA COMPONENTI

R1	**10KΩ - 1/4W**
R2	**15KΩ - 1/4W**
R3	**820KΩ - 1/4W**
R4	**10KΩ - 1/4W**
R5	**1KΩ - 1/4W**
R6	**8,2KΩ - 1/4W**
P1	**Potenziometro 4,7 KΩ**
NTC1- NTC2	**500Ω oppure due termistori uguali di qualunque valore**
C1	**Condensatore elettrolitico 470 µF - 25 V**
C2	**Condensatore elettrolitico 10 µF - 16 V**
T1	**Transistor BC337**
D1 - D2	**Diodo 1N4002**
LED1	**Led rosso - 5mm**
IC	**LM358 oppure LM1458**
Rel1	**Relè 12 Vcc - 10A**
Morsettiere	**n. 4 da 2 posti**

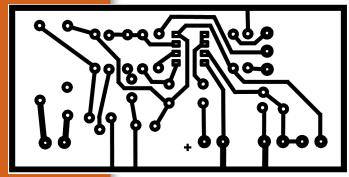



Figura 3: circuito stampato.

pannello è più alta di quella del serbatoio. Qui di seguito esaminiamo un circuito che interpreta il valore del segnale Vt e aziona la pompa di circolazione se la temperatura del pannello supera quella del serbatoio con uno scarto ΔT che potremo variare a nostro piacimento.

CIRCUITO ELETTRICO

Con riferimento al significato della tensione Vt, per poter opportunamente azionare la pompa compariamo questa tensione con una tensione di riferimento Vr che otteniamo dalla tensione di alimentazione tramite il partitore R1-P1-R2, rappresentato nello schema elettrico della **figura 2**. Questo partitore è dimensionato per fornire una tensione di riferimento compresa tra il 50% ed il 65% della tensione di alimentazione.

La regolazione del potenziometro P1 permette di variare la differenza di temperatura ΔT tra pannello e serbatoio a cui la pompa deve essere messa in moto.

Il segnale Vt in uscita dal partitore viene inviato all'amplificatore operazionale OP1 che usiamo come "voltage follower". La tensione di ingresso e quella di uscita di OP1 sono identiche, ma il circuito non è inutile, perché esso rende la tensione Vt immune dall'influenza dei componenti "a valle". L'uscita di OP1 (Vt) viene inviata all'ingresso non invertente di OP2 e "comparata" con la tensione di riferimento Vr. Se Vt > Vr allora il comparatore OP2 avrà uscita positiva e piloterà la pompa attraverso il transistor T1 ed il relè Rel1.

Il circuito presenta alcuni particolari che ne migliorano la sicurezza e l'affidabilità:

- la bobina del relè è collegata in "antiparallelo" con il diodo D1, che ha la funzione di proteggere il transistor T1 dalle sovratensioni di apertura della stessa bobina;
- il relè ha i contatti di uscita isolati e questo limita il pericolo di contatto con la

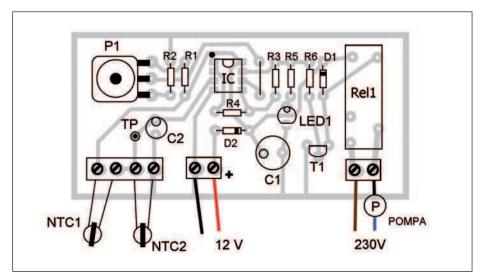



Figura 4: disposizione dei componenti.

TABELLA 1: schema esplicativo del funzionamento del circuito

Vt < 50% di Va	**T pannello < T serbatoio**	**Pompa ferma**
Vt > 50% di Va	**T pannello > T serbatoio**	**Pompa in funzione**

tensione di rete con cui si alimenta la pompa;

- il condensatore C2 posto all'entrata del partitore ha la funzione di neutralizzare i disturbi raccolti dai cavi di collegamento tra la scheda ed i termistori;
- l'amplificatore OP2 funziona come comparatore di tensione con isteresi. L'isteresi è realizzata dalle resistenze R3 ed R4 e rende il comparatore meno sensibile alle piccole variazioni di temperatura che potrebbero far commutare con eccessiva frequenza il relè Rel1 ed accorciarne la vita.

REALIZZAZIONE E COLLAUDO.

Il circuito è semplice e non presenta difficoltà di costruzione e di collaudo. I due amplificatori OP1 ed OP2 sono contenuti nello stesso circuito integrato LM358. Per quanto riguarda il relè, si sceglie un tipo con bobina a 12 volt e portata di 10 A sui contatti di uscita che comandano la pompa. Per il prototipo sono stati usati due termistori da 500W, ma si possono usare due termistori di qualunque valore purchè uguali. Per il collaudo si porta il potenziometro a metà corsa, si montano i due termistori direttamente sulla morsettiera, come in **figura 4**, e si avvicina un saldatore caldo ad NTC1, per simulare un

MAPPA concettuale

La seconda rivoluzione industriale che caratterizzò l'Europa alla fine dell'800 fu dovuta sia allo sviluppo della tecnica che alla disponibilità di nuove fonti energetiche come il petrolio e l'elettricità (STORIA e INGLESE)). L'euforia per le nuove scoperte si riflette nella letteratura del primo Novecento, ed in particolare nelle opere di D'Annunzio e degli scrittori futuristi (ITALIANO). Oggi ci rendiamo conto che i combustibili fossili sono destinati all'esaurimento e perciò la nostra attenzione si rivolge alle fonti di energia rinnovabili. In questa tesina si presenta un semplice dispositivo che permette di sfruttare direttamente l'energia del sole per riscaldare l'acqua e di evitare così il ricorso ai combustibili(ELETTRONICA). Per realizzare il dispositivo utilizziamo i concetti di regolazione ON-OFF (SISTEMI) e di funzione discontinua (MATEMATICA). La disponibilità di più efficienti mezzi di trasporto e di comunicazione permise alla fine dell'800 l'organizzazione delle prime Olimpiadi moderne (EDUCAZIONE FISICA).

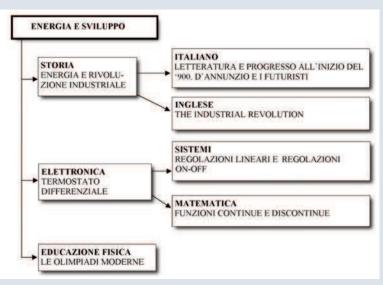
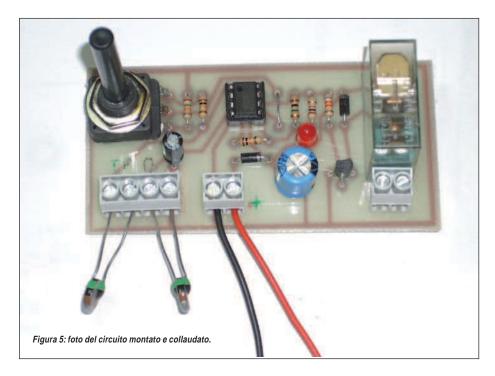



Figura 5: foto del circuito montato e collaudato.

aumento di temperatura nel pannello solare. Appena il termistore NTC1 risente dell'aumento di temperatura, il relè si deve attivare. Se successivamente avviciniamo il saldatore ad NTC2, il relè si disattiva perché così simuliamo una temperatura più alta nel serbatoio. Se riscaldiamo alla stessa temperatura i due termistori, il relè resta disattivato, perché non si ha nessun vantaggio a far circolare l'acqua se pannello e serbatoio sono alla stessa temperatura. Variando il potenziometro P1 stabiliamo lo scarto di temperatura ΔT tra pannello e serbatoio a cui si deve attivare la pompa. Col potenziometro tutto girato in senso orario avremo il massimo scarto di temperatura. Le operazioni di collaudo sono facilitate dal diodo LED1, che si accende contemporaneamente all'attivazione del relè. ❑

CODICE MIP 2772313

di ANTONIO GIANNICO

L' amplificatore operazionale (parte prima)

Architettura E TECNOLOGIA

Nonostante molti conoscano diversi circuiti applicativi che impiegano amplificatori operazionali, non tutti hanno un'idea chiara di cosa essi contengano al proprio interno e perchè. In questo articolo faremo un breve ed interessante viaggio, non tra i circuiti che è possibile costruire con gli operazionali ma piuttosto all'interno degli operazionali, con lo scopo di analizzare aspetti architetturali, circuitali e tecnologici che sono alla base della loro progettazione.

Figura 1: circuito equivalente di un amplificatore operazionale ideale (resistenza di ingresso infinita, resistenza di uscita nulla, guadagno e banda infinita).

Molti lettori conoscono l'amplificatore operazionale (AO) come un circuito integrato che è possibile impiegare in una infinità di applicazioni sia lineari che non lineari. Nonostante molti conoscano diversi circuiti applicativi degli operazionali, non tutti hanno un'idea chiara di cosa essi contengano al proprio interno e perchè. In questo articolo e nella sua prosecuzione (che troverete nel prossimo numero di Fare Elettronica) faremo, pertanto, un breve ed interessante viaggio non tra i circuiti che è possibile costruire con gli operazionali ma piuttosto all'interno degli operazionali, con lo scopo di analizzare e cogliere gli aspetti architetturali, circuitali e tecnologici che sono alla base della loro progettazione. A tale scopo non potremo certamente esimerci dal presentare ed analizzare, almeno nelle linee generali, la circuitistica interna di alcuni operazionali, ma non solo. Infatti cercheremo, soprattutto, di indagare sulle motivazioni che sono all'origine della nascita di questi circuiti integrati e su quelle che portano a strutturarne l'architettura in un modo ben preciso. Cercheremo quindi di evidenziare le conseguenze che determinate soluzioni circuitali comportano su molteplici aspetti prestazionali, alcuni di natura statica, altri di natura dinamica. Le implicazioni che determinate soluzioni comportano, da un punto di vista tecnologico-costruttivo, saranno anch'esse prese brevemente in considerazione. Alla luce di questi aspetti sarà possibile osservare come l'architettura e la circuitistica interna di un operazionale sia, di fatto, il risultato di specifiche di progetto che discendono da molteplici esigenze spesso contrastanti tra loro.

GENERALITÀ SUGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

Il primo amplificatore operazionale in forma monolitica (circuito integrato) fu realizzato da *Widlar* nel 1962 ed era siglato uA702. L'idea di realizzare un amplificatore di questo tipo scaturiva dall'esigenza di disporre di un amplificatore ad alto guadagno che consentisse alcuni vantaggi tra cui quello di presentare un guadagno ancora apprezzabile nel momento in cui veniva chiuso in retroazione. Nel 1965 lo stesso operazionale fu sostituito dal uA709. Nel 1968 la *Fairchild Semiconductor* introdusse quindi sul mercato il uA741 ottenendone un ampia e rapida diffusione, tanto che la realizzazione di amplificatori operazionali in forma integrata monolitica costituì di fatto, una vera e propria rivoluzione nel campo dell'elettronica analogica. In breve tempo gli amplificatori operazionali trovarono impiego praticamente in quasi tutte le applicazioni analogiche, da quelle a bassa frequenza come nel campo audio (da pochi Hz a qualche decina di kHz) a quelle a frequenze più elevate, per esempio nella banda video e in altre applicazioni con banda fino a centinaia di MHz. Le loro caratteristiche ne consentirono la diffusione non solo in applicazioni lineari ma anche in applicazioni non lineari (comparatori, amplificatori logaritmici ed antilogaritmici, rettificatori di precisione a singola e doppia semionda, ecc…) sovente impiegati nell'elettronica analogica. Ciò portò l'amplificatore operazionale (AO) a divenire il circuito integrato (IC) analogico maggiormente diffuso ed utilizzato in elettronica. La sua realizzazione e diffusione coincise con la maturazione della tecnologia del silicio che rese possibile in quegli anni realizzare un intero circuito amplificatore multistadio sullo stesso chip. Infatti l'AO altro non è che un amplificatore multistadio, quasi sempre impiegato in una configurazione circuitale esternamente reazionata. Circuiti amplificatori invertenti o non invertenti, sommatori, integratori, derivatori, amplificatori logaritmici, amplificatori differenziali da strumentazione, filtri analogici e persino

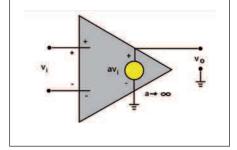
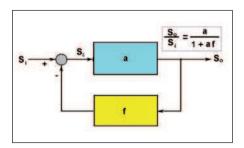



Figura 2: schematizzazione generale a blocchi di un amplificatore reazionato.

oscillatori o generatori di clock divennero di colpo estremamente semplici da progettare e realizzare grazie alle proprietà degli amplificatori operazionali. Vedere l'operazionale come una black box che ha un determinato comportamento ai suoi morsetti è certamente un modo efficace di trattare questo componente, tuttavia avere un'idea abbastanza precisa di cosa esso contenga all'interno e di come funzioni può aiutare a comprendere molteplici aspetti che lo caratterizzano e che sono alla base del suo funzionamento e delle sue proprietà. Per questo motivo, analizzeremo adesso le basi architetturali e gli aspetti tecnologici e circuitali più importanti che sono alla base della progettazione di questi amplificatori. A tale proposito va chiarito subito che in elettronica esistono diversi tipi di amplificatori operazionali, tuttavia molti aspetti architetturali sono comuni e di carattere generale e possono essere esplorati con le comuni conoscenze di elettronica che consentono di comprendere il funzionamento e le prestazioni degli stadi amplificatori elementari. Infatti, alla base, un amplificatore operazionale altro non è che un amplificatore pluristadio monolitico, più o meno complesso, composto da stadi amplificatori elementari in cascata. L'argomento, può essere affrontato, per sua natura, in maniera più o meno approfondita ed al tempo stesso più o meno rigorosa, a seconda che si considerino solo aspetti circuitali o che si relazionino questi con aspetti più precisamente di natura tecnologica e a seconda che si dia una descrizione qualitativa dell'argomento, sebbene precisa e rigorosa, oppure analitica attraverso l'impiego dei modelli matematici dei circuiti elettronici elementari e dei processi tecnologici che sono alla base della costruzione dei circuiti integrati. Dal momento che lo scopo di questo articolo non è quello di insegnare la progettazione, ma più semplicemente quello di descrivere aspetti circuitali e tecnologici che sono alla base della progettazione di questi "oggetti" cercheremo di evitare un linguaggio espressamente matematico in modo da rendere la comprensione dell'argomento semplice ed immediata. Molti aspetti che sono alla base di determinate soluzioni circuitali adottate nella progettazione degli AO possono, del resto, essere descritti e compresi in maniera efficace ricorrendo alle comuni basi di elettronica analogica anche se se ne trascura la risoluzione analitica quantitativa.

AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE ED AMPLIFICATORE OPERAZIONALE REALE

Prima di entrare nel vivo dell'argomento è opportuno richiamare le differenze che sussistono tra amplificatore operazionale reale ed amplificatore operazionale ideale. Un amplificatore operazionale ideale è un amplificatore con ingresso differenziale ed uscita singola ("single ended") avente guadagno infinito, resistenza di ingresso infinita e resistenza di uscita nulla (**figura 1**). Gli amplificatori operazionali reali presentano, invece, caratteristiche differenti che tuttavia, da un punto di vista pratico, sono in linea di massima assimilabili a quelle ideali. In **tabella 1** si riporta sinteticamente un breve confronto tra le caratteristiche di un amplificatore operazionale ideale e quelle di un amplificatore operazionale reale. Dal punto di vista della nostra indagine è allora importante porsi la seguente domanda: "Cosa ha di particolare la circuitistica interna di un operazionale che gli consente di possedere queste caratteristiche?". Prima di dare risposta a questo interrogativo è tuttavia opportuno fare un ulteriore passo verso l'origine del problema, per indagare su quali siano, in generale, le motivazioni che rendono interessanti o meglio ancora utili, amplificatori che presentano queste caratteristiche. Il fatto che un amplificatore operazionale presenti un guadagno molto elevato consente di dedurre un'importante conseguenza. Se si schematizza, in maniera generale, un amplificatore di questo tipo, dotato di reazione, come in **figura 2** è facile verificare che il rapporto esistente tra segnale in uscita e segnale in ingresso è dato dalla seguente relazione:

$$\frac{S_0}{S_i} = \frac{a}{1+af}$$

La quantità "a" rappresenta il guadagno in anello aperto dell'amplificatore mentre "f" rappresenta il guadagno dovuto alla rete di retroazione. Evidentemente se il guadagno in anello aperto è molto elevato la precedente quantità è circa uguale ad 1/f. In queste condizioni il valore di guadagno dell'intero amplificatore reazionato dipende esclusivamente dalla rete di reazione come è facile constatare se si pensa, per esempio, ad un semplice operazionale in configurazione invertente o non invertente, giusto per considerare casi estremamente semplici e noti a qualunque appassionato di elettronica. L'indipendenza delle prestazioni ad anello chiuso dai parametri dell'elemento attivo è allora e uno dei motivi principali del vasto impiego degli amplificatori operazionali come elementi attivi nei circuiti analogici. Infatti i pochi componenti passivi esterni appartenenti alla rete di reazione possono essere selezionati con accuratezza (per esempio dispositivi di precisione) per fare in modo che il comportamento dell'amplificatore in anello chiuso sia fortemente stabile indipendentemente dalle variazioni parametriche del ramo attivo. In altre parole, giusto per fare un esempio quantitativo, se anche il guadagno in anello aperto dell'amplificatore passasse da

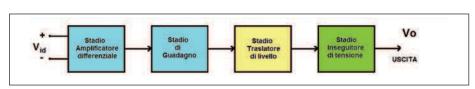



Figura 3: architettura generale di un amplificatore operazionale a due stadi.

Tabella 1-Confronto tra caratteristiche ideali e caratteristiche reali degli amplificatori operazionali

CARATTERISTICA	IDEALE	REALE (VALORI TIPICI)
Guadagno ad anello aperto	∞	Molto elevata (>104)
Banda ad anello aperto	∞	Polo dominante (~10Hz)
Rapporto di reiezione di modo comune (CMRR)	∞	Elevato (>70 dB)
Resistenza di ingresso	∞	Elevata (>10MΩ)
Resistenza di uscita	0	Bassa (<500Ω)
Correnti di ingresso	0	Bassa (< 0.5mA)
Correnti e tensioni di sbilanciamento	0	Basse (<10 mV, <0.2 nA)
Slew Rate	∞	Alcuni V/ms

Figura 4: (A) architettura generale di uno stadio differenziale; (B) Implementazione circuitale con BJT e carico passivo.

2x10⁵ a 1x10⁵ e quindi variasse del 100%, il guadagno in anello chiuso rimarrebbe esattamente pari ad 1/f. Se l'operazionale è inserito in un circuito a reazione negativa ed il suo guadagno è molto elevato, inoltre, un valore di tensione di segnale finito in uscita, significa un segnale differenziale praticamente tendente a zero in ingresso (essendo Vi=Vo/a ed a teoricamente infinito). Questa è una delle considerazioni che porta all'analisi approssimata dei circuiti amplificatori operazionali chiusi in retroazione negativa, in cui si considera la tensione differenziale in ingresso praticamente nulla (corto-circuito virtuale). Un'altra proprietà fondamentale che facilità l'analisi dei circuiti ad amplificatori operazionali è quella di considerare nulla la corrente in ingresso ai due terminali data l'impedenza tendente ad infinito. Queste considerazioni portano, in conclusione, ad una analisi abbastanza semplice dei circuiti che impiegano amplificatori operazionali retroazionati negativamente. L'impiego in retroazione degli AO necessita che questi presentino un elevato valore di guadagno ad anello aperto affinché il guadagno complessivo del circuito reazionato non solo dipenda esclusivamente dalla rete passiva esterna ma sia ancora di valore apprezzabile. Per capire in che modo tutte queste caratteristiche possano essere ottenute contemporaneamente è necessario "aprire" idealmente l'operazionale per osservarne ed analizzarne, almeno nelle linee generali, la configurazione circuitale interna. Prima di far ciò chiariamo che i valori reali riportati in **tabella 1** sono da considerare solo valori indicativi che possono variare anche notevolmente da operazionale ad operazionale. La resistenza differenziale di ingresso, per esempio, può variare tra pochi megaohm, tipici degli opamp bipolari commerciali, e quattro cinque ordini di grandezza tipici degli opamp BiFET o BiMOS. La massima tensione di alimentazione che l'opamp può sopportare, senza che esso si danneggi, è tipicamente pari a ±18V. Ovviamente l'impiego di tensioni di alimentazione più limitate comporta una riduzione della dinamica del segnale, una riduzione delle correnti di polarizzazione e della potenza dissipata ed una diminuzione in generale delle prestazioni. Il fatto che la resistenza di ingresso sia infinita implica che l'amplificatore non assorba corrente in ingresso. Il fatto che Rin=infinito ed Rout=0, invece, rende l'amplificatore un perfetto amplificatore di tensione. Gli aspetti che dovremo tenere in conto nell'analizzare la struttura circuitale interna di un operazionale sono molteplici, alcuni di natura statica, altri di natura dinamica. Molti AO sono progettati in maniera tale da presentare una funzione di trasferimento in frequenza con un polo dominante, in modo da avere un prodotto guadagno-banda, ad anello aperto ed ad anello chiuso, praticamente uguali, per cui fissato il guadagno ad anello chiuso è automaticamente fissata la banda. Per questo motivo molto spesso, invece di parlare di banda o di guadagno come due entità separate si parla di prodotto guadagno-banda. Gli AO devono anche essere strutturati circuitalmente in modo da presentare, all'esterno, un elevato valore di reiezione del modo comune (CMRR-Common Mode Rejection Ratio) in modo che eventuali disturbi di modo comune sovrapposti al segnale in ingresso abbiano effetto trascurabile sul segnale in uscita. Un operazionale deve inoltre, per poter essere considerato, almeno in prima approssimazione, un amplificatore ideale di tensione, presentare una elevata resistenza di ingresso ed una trascurabile resistenza in uscita. Detto delle caratteristiche che un amplificatore operazionale deve possedere e delle motivazioni che portano a richiederle, appare piuttosto evidente che nessuno stadio amplificatore elementare le possiede contemporaneamente.

Questa prima importante conclusione porta automaticamente alla necessità di individuare architetture circuitali pluristadio che consentano di unire caratteristiche di stadi di amplificazione differenti col fine di ottenere un amplificatore che si comporti da operazionale.

Figura 5: stadio differenziale di ingresso di un amplificatore operazionale 741. Gli elementi attivi della coppia differenziale sono costituiti dalle coppie Q1-Q3 e Q2-Q4 (configurazione CC-CB). Si distinguono, inoltre, lo stadio di polarizzazione (generatore di corrente in alto) e quello di carico (carico attivo in basso).

L'ARCHITETTURA GENERALE DI UN AO

Nella configurazione circuitale della maggior parte degli AO è possibile riconoscere due stadi di guadagno in cascata. Per questo motivo, la maggior parte di essi sono definiti coma Amplificatori a due stadi. In realtà questi non sono gli unici stadi componenti un operazionale in quanto un operazionale integra, generalmente, anche altri stadi, non di guadagno, verso l'uscita (stadio traslatore di livello e stadio *inseguitore di tensione*). In **figura 3** è riportata una schematizzazione a blocchi che esemplifica l'architettura interna di un amplificatore operazionale di questo tipo. L'amplificazione complessiva è dovuta, più precisamente, ad un primo stadio di tipo differenziale e ad un secondo stadio più propriamente detto di guadagno. Il primo stadio, costituito dall'amplificatore differenziale, è realizzato in maniera tale da offrire due ingressi (ingresso invertente e non invertente), un elevata impedenza in ingresso per un efficace accoppiamento con la sorgente di segnale, un elevato valore di *CMRR* per reiettare i disturbi di modo comune ed un certo guadagno per contribuire al guadagno complessivo dell'amplificatore e contribuire a rendere trascurabile l'effetto del rumore generato internamente. Lo stadio differenziale di ingresso deve, quindi, non solo fornire guadagno sul segnale ma anche svolgere la funzione di interfacciamento verso la sorgente di segnale, in una forma tale da non sovraccaricarla e quindi da non disturbarla. Lo stadio di guadagno propriamente detto, contrariamente invece, trovandosi dopo quello di ingresso è svincolato da compiti di questo tipo e può essere realizzato nella forma più opportuna per fornire elevato guadagno all'intera catena multistadio. Lo stadio inseguitore di tensione, che segue, trova invece giustificazione nel fatto che l'impedenza di uscita debba risultare trascurabile in modo da permettere un accoppiamento efficace con il carico. Ovviamente, come è possibile riscontrare da una analisi diretta della configurazione interna di alcuni AO, la presenza dei primi due stadi di amplificazione comporta, sull'uscita del secondo, un certo livello di tensione in continua che non risulta simmetrico rispetto ai due riferimenti di alimentazione. Questo inconveniente è dovuto al fatto che i diversi stadi interni dell'AO e quindi, in particolare, quelli di guadagno non sono disaccoppiati tra loro attraverso opportune capacità di disaccoppiamento, come accade normalmente nella cascata di stadi a componenti discreti. Infatti, sebbene, da un punto di vista elettrico, ciò sarebbe auspicabile, nella realtà non è realizzabile in quanto tecnologicamente diventa proibitivo realizzare sul chip capacità integrate di valore adeguato. Poiché lo stadio di ingresso e quello di uscita devono assicurare un efficace interfacciamento con il mondo esterno il loro guadagni (quello dello stadio in uscita sicuramente, ma in parte anche quello dello stadio in ingresso) finiscono per essere sacrificati in quanto non è possibile ottenere in uno stadio elementare, contemporaneamente, entrambe le cose in maniera ottimale. Per questo motivo si provvede, generalmente, a rendere particolarmente elevato il guadagno dello secondo stadio, cioè quello propriamente detto di guadagno. Da quanto fin qui esposto, appare chiaro che per apprendere in maniera organica come sia fatto e come funzioni

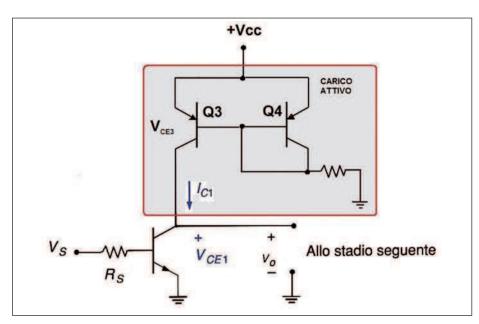



Figura 6: stadio ad emettitore comune ad alto guadagno (carico attivo a specchio di corrente).

Tabella 2-Valori tipici dei parametri caratteristici di alcuni modelli di Amplificatori operazionali

	741				
ARCHITETTURA A DUE STADI		LM 118			
ARCHITETTURA A TRE STADI			LM108		
TRANSISTOR SUPERBETA				AD611 (BIFET)	AD507K
Larga banda					
Sbilanciamento di tensione in ingresso (mV)	<5	<4	<2	<0.5	<5
Corrente di polarizzazione (nA)	<500	<250	<2	<0.025	<15
Sbilanciamento di corrente (nA)	<200	<50	<0.4	<0.010	<15
Guadagno in anello aperto (dB)	106	100	95	98	100
CMRR (dB)	80	90	95	80	100
Resistenza di ingresso (MΩ)	2	5	100	106	300
Velocità di salita (V/ms)	0.5	>50	0.2	13	35
Prodotto Guadagno-larghezza di banda (MHz)	1	15	1	2	35
Banda a piena potenza (KHz)	10	1000	4	200	600
Tempo di assestamento (ms)	1.5	4	1	3	0.9

il circuito interno di un operazionale è necessario, per prima cosa, individuarne i blocchi architetturali fondamentali che lo compongono, per potere definire e comprendere le caratteristiche elettriche che ciascuno di essi deve possedere. Essendo il 741 l'amplificatore operazionale monolitico (a BJT) di uso generale forse più diffuso, eseguiremo, nel proseguo della trattazione, questa analisi prevalentemente sulla sua architettura interna e sulla sua configurazione circuitale. Si tratta di un amplificatore operazionale a BJT realizzato per la prima volta più di quarant'anni fa e precisamnete nel 1966 ad opera della Fairchild Semiconductor. Osserviamo fin da ora che gli amplificatori a FET, dei cui aspetti circuitali ci occuperemo successivamente, presentano in ogni caso strutture e caratteristiche simili, almeno a livello generale.

LO STADIO DIFFERENZIALE

Il primo stadio di un amplificatore operazionale, per i motivi in parte già esposti e che in parte appariranno più chiari tra poco, è sempre una amplificatore differenziale, a prescindere dalla struttura più o meno complessa da cui lo stesso è caratterizzato e dalla particolare tecnologia (a BJT o a FET) utilizzata. La struttura generale di un amplificatore differenziale è riportata in **figura 4**. Ovviamente, il guadagno dello stadio di ingresso e la dinamica offerta in ingresso al segnale, sono parametri tra essi legati. Infatti una degenerazione di emettitore, tipicamente, riduce il guadagno dello stadio differenziale, il che significa un aumento della dinamica lineare dello stesso ingresso. Da un punto di vista di guadagno, lo stadio differenziale con uscita singola può essere assimilato ad uno stadio invertente (si noti che ad una Vid>0 corrisponde una Vod<0) ma presenta di diverso il fatto sostanziale di abbattere fortemente i disturbi di modo comune a favore di una maggiore intelligibilità del segnale differenziale, cosa che un semplice stadio invertente non è assolutamente in grado di fare. In altre parole, come accade per un qualunque stadio elementare, la topologia dello stadio amplificatore è fondamentale nel determinarne il comportamento da tutti i punti di vista. Anche senza addentrarci in formalizzazioni e descrizioni più rigorose, di carattere matematico, è possibile dire sinteticamente che lo stadio differenziale è bilanciato in modo tale da amplificare i segnali differenziali e da rigettare i segnali comuni ad ambedue gli ingressi e quindi in particolare i disturbi di modo comune. L'elevato valore di impedenza di carico presente sui collettori dello stadio differenziale, unitamente all'elevata transconduttanza degli stessi transistor (proporzionale alla corrente di polarizzazione) è ciò che determina l'elevato valore di guadagno differenziale. Diversamente, il guadagno di modo comune aumenta all'aumentare del carico sul collettore ma diminuisce all'aumentare della degenerazione di emettitore dello stadio. Ovviamente il fatto che il guadagno di modo comune sia molto minore di quello di modo differenziale significa anche che la dinamica di ingresso per il segnale di modo comune è molto maggiore di quella del segnale di modo differenziale il che è ovviamente una caratteristica auspicabile. Se si prescinde per un attimo dal fare espresso riferimento al 741 è possibile dire che l'elemento attivo dello stadio differenziale di ingresso

può essere realizzato, in generale, sia a BJT che a FET, oppure attraverso uno stadio composto di tipo Cascode o Darlington; tuttavia queste varianti nulla tolgono, in ogni caso, all'architettura generale dello stadio. Lo stadio è caratterizzato da tre principali grandezze caratteristiche: il rapporto di reiezione di modo comune (CMRR), che deve risultare il più elevato possibile, la resistenza di ingresso differenziale (Rid), che deve risultare anch'essa di valore il più elevato possibile ed il guadagno di ingresso differenziale (Adm) che è auspicabile che sia anch'esso sufficientemente elevato. È dimostrabile che in uno stadio differenziale a BJT il CMRR è pari, se la resistenza della sorgente di segnale è sufficientemente contenuta ed il guadagno del transistor sufficientemente elevato, ad $1+2g_mR_e$. Per questo motivo, la resistenza che il transistor vede sul suo emettitore deve essere elevata se si desidera un elevato CMRR. Ovviamente un R_e elevata significa un elevata degenerazione di emettitore che nello stadio differenziale, così come in uno stadio ad emettitore comune, comporta un abbattimento del guadagno anche considerevole. Si conclude, allora, che l'aumento di CMRR può essere ottenuto ma a scapito del guadagno dello stadio differenziale. Questo è il motivo principale per cui è necessario perseguire un compromesso tra le due esigenze, compromesso che porta, di conseguenza, a prevedere uno stadio di guadagno a valle di quello differenziale in modo da recuperare la parte di guadagno che non è possibile ottenere con il primo stadio. In altre parole si accetta di abbattere il guadagno dello stadio differenziale in ingresso in modo da favorire il CMRR e si recupera la perdita di guadagno spostando la maggiore richiesta di guadagno a carico del secondo stadio di amplificazione. Queste osservazioni, così come tutte quelle che seguiranno, fanno comprendere come il fatto di avere una architettura di riferimento da implementare circuitalmente è qualcosa che scaturisce da specifiche cui seguono ragionamenti e considerazioni ben precise. La necessità di avere un elevato valore di Rid, invece, si traduce (approssimativamente $Rid=2\beta Vt/Ic$) nella necessità di avere bassi valori di corrente di polarizzazione (se $\beta=200$ e si desidera

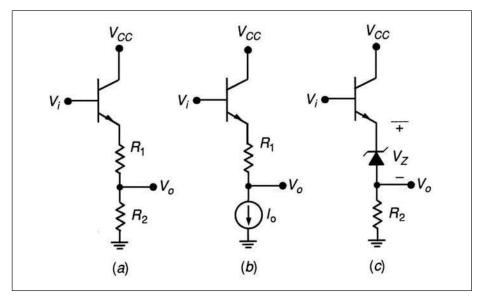



Figura 7: traslatori di livello ad inseguitore di emettitore.

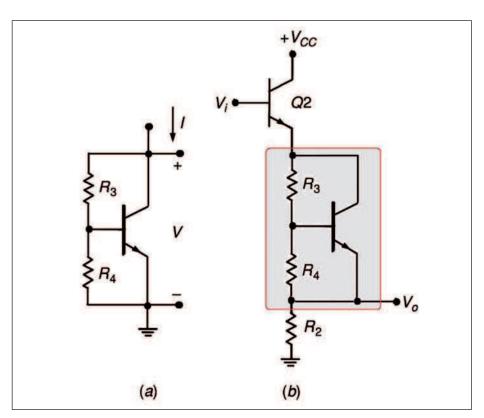



Figura 8: (a) un moltiplicatore di Vbe equivale agli effetti esterni ad un generatore di tensione (b) Inserendo il moltiplicatore di Vbe all'uscita di uno stadio di guadagno è possibile ottenere una traslazione di livello pari al valore di tensione caratteristico del moltiplicatore di Vbe.

Rid=1Mohm è necessaria Ic=10uA) il chè è in contrasto con la necessità di avere un elevato guadagno. Ancora una volta esigenze differenti finiscono per essere in contrasto tra loro, cosa che giustifica, ulteriormente, la necessità di percorrere la strada di una architettura multistadio opportunamente implementata circuitalmente. La necessità di ottenere elevate impedenze di ingresso, senza la necessità di abbattere eccessivamente il guadagno, in ogni caso indirizza la progettazione verso l'impiego, nello stadio differenziale, di transistor di ingresso BJT ad elevato guadagno b oppure a FET. È opportuno ricordare che un'altra soluzione al problema

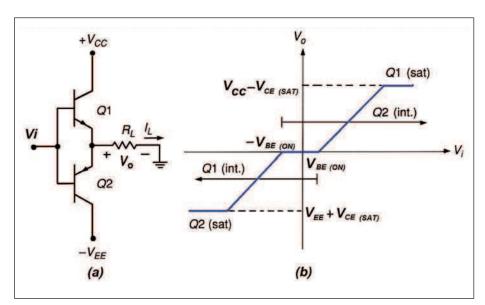



Figura 9: (a) stadio di uscita ad inseguitore di emettitore complementare; (b) Caratteristica di trasferimento Vi-Vo. Il tratto di caratteristica orizzontale nell'intorno dell'origine determina la distorsione di cross-over sul segnale di uscita Vo.

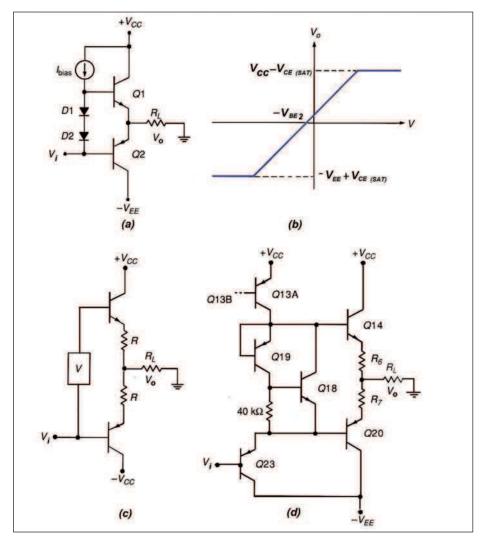



Figura 10: (a) l'impiego di diodi in serie, tra le basi dei transistor dell'inseguitore di emettitore complementare in uscita, consente di eliminare la distorsione di cross-over; (b) l'effetto indesiderato che si ottiene è quello di modificare la traslazione di livello; (c) l'impiego di un moltiplicatore di Vbe, opportunamente dimensionato, è un'altra efficace soluzione al problema della distorsione di cross-over; (d) Stadio di uscita semplificato (manca il circuito di protezione) di un 741 integrante il moltiplicatore di Vbe.

è quella di impiegare stadi di ingresso con BJT Darlington, tuttavia ciò comporta, spesso, una maggiore diminuzione di banda dello stesso stadio. Un altro accorgimento che si cerca spesso di perseguire, con la finalità di ottenere un guadagno dello stadio differenziale in ingresso quanto più possibile elevato, è quello di impiegare carichi elevati sui collettori. Questi, tuttavia, non possono essere eccessivamente elevati se passivi per le ovvie conseguenze che si hanno in termini di polarizzazione e di tensioni di alimentazione. Per questo motivo il carico di uno stadio differenziale di ingresso di un AO è generalmente sempre costituito da un carico attivo (o dinamico). In **figura 5** è riportato lo schema circuitale dello stadio di ingresso di un AO 741 in cui è possibile evidenziare proprio questo aspetto. Gli elementi attivi della coppia differenziale sono costituiti rispettivamente dalle coppie Q1-Q3 e Q2-Q4 (configurazione CC-CB). Si distinguono, in particolare, lo stadio di polarizzazione in alto, che serve a fissare il punto di lavoro dei transistor, e quello di carico (carico attivo) che serve a definire il valore di guadagno dell'amplificatore. Il guadagno differenziale per lo stadio di ingresso del 741 si aggira su valori poco superiori a 1000 (A1=Vo/Vid) mentre la resistenza di ingresso si aggira intorno a valori di circa 2,5Mohm (supponendo un'alimentazione pari a ±15V). Quanto detto fin qui e quanto diremo successivamente permette di affermare che lo stadio differenziale è quello che presenta a suo carico il maggior numero di specifiche da rispettare (impedenza, CMRR, banda, guadagno, trasformazione di un segnale differenziale in un segnale single ended) e pertanto è quello che in maggior misura determina, in generale, le caratteristiche e le prestazioni di un amplificatore operazionale a prescindere da dettagli circuitali e tecnologici. Anche se si tratta di un accorgimento non adottato in molti operazionali, le prestazioni dello stadio differenziale in ingresso possono essere migliorate adottando stadi differenziali cascode i quali consentono, interponendo tra i transistor in ingresso ed il carico attivo degli stadi inseguitori di corrente (come si fa appunto in uno stadio Cascode), di migliorare sia il guadagno che il comportamento dinamico complessivo

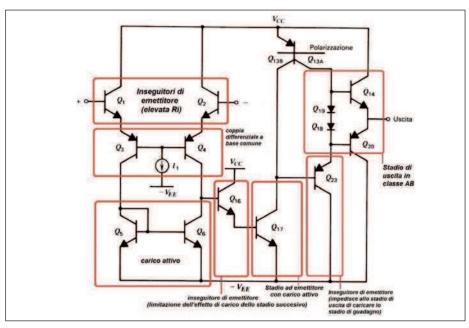



Figura 11: schema circuitale semplificato dell'operazionale 741.

dello stadio differenziale. In altri termini si ottengono sia i vantaggi di elevato guadagno tipici di uno stadio differenziale classico che l'ampia banda tipica di un amplificatore Cascode. Anche se non si sono ancora analizzati gli stadi successivi, le osservazioni proposte a riguardo dello stadio differenziale in ingresso sono già sufficienti ad affermare che la progettazione di un amplificatore operazionale è un'operazione abbastanza complessa in quanto aspetti di polarizzazione, di guadagno, di reiezione del modo comune, di banda e di comportamento in frequenza (stabilità) sono tutti di estrema importanza, mutuamente legati tra loro e spesso contrastanti. La realizzazione fisica dei compromessi circuitali che ne derivano presentano, a loro volta, implicazioni di natura tecnologica, come avremo modo di evidenziare successivamente.

LO STADIO DI GUADAGNO

Lo stadio di guadagno di un AO serve a conferirgli un elevato guadagno di tensione. Da un punto di vista tecnologico, la chiave della realizzazione di un buono stadio di guadagno risiede nel realizzare lo stesso attraverso un BJT che presenti una elevata resistenza di collettore ed un elevato guadagno di corrente. Infatti, il guadagno di uno stadio di amplificazione elementare invertente, come è quello di guadagno di un operazionale, è tanto più elevato quanto più elevato risulta l'impedenza di uscita dello stadio ed il guadagno di corrente. Per questo motivo lo stadio di guadano è generalmente realizzato mediante una configurazione di due BJT in connessione Darlington oppure mediante due BJT in cascata CC-CE. Oltre questo aspetto ve ne è un secondo che è necessario cogliere e che riguarda il tipo di carico presentato dallo stadio di guadagno. Infatti, il carico di questo stadio è normalmente un carico attivo, cioè in sostanza uno specchio di corrente. Questo tipo di approccio ha una motivazione ben precisa. Infatti, per avere uno stadio ad alto guadagno è necessario disporre sul collettore del BJT di un elevata impedenza di carico, cosa che è tecnologicamente difficile da realizzare in forma passiva integrata sul chip. Inoltre, anche se ciò fosse possibile renderebbe l'amplificatore praticamente inutilizzabile. Per esempio, una resistenza di carico di 100 kohm con una corrente di 2 mA comporterebbe una caduta di 200V, motivo per cui se si seguisse questo approccio sarebbero necessarie tensioni di alimentazioni praticamente improponibili. Questi motivi portano ad escludere l'impiego di carichi passivi e ad impiegare, diversamente, esclusivamente crichi attivi (**figura 6**), che per loro natura offrono, sul collettore del transistor, una elevata impedenza di carico favorendo l'alto guadagno dello stadio.

Il guadagno dello stadio di guadagno di un uA741, per esempio, si aggira intorno ad A_2=220 dove il pedice "2" indica il fatto che ci si sta riferendo al secondo stadio.

IL GUADAGNO COMPLESSIVO

Il guadagno complessivo dei due stadi di guadagno è pari al prodotto dei due e risulta circa uguale a 2,2x10_5 in quanto nel calcolo il guadagno espresso prima dei due stadi tiene già conto dell' effetto di carico degli stadi che li seguono. Ovviamente, si tratta di un guadagno ad anello aperto dell'intero amplificatore, dal momento che sia il traslatore di livello che l'inseguitore di emettitore che seguono presentano guadagno praticamente unitario e quindi non influiscono sul guadagno complessivo. In realtà i costruttori dichiarano, normalmente, per assegnate condizioni di polarizzazione, un guadagno minimo, che per il 741 è pari a 2 x10^5. Il motivo di dichiarare un guadagno minimo discende dal fatto che vi sono, inevitabilmente, delle differenze costruttive da esemplare ad esemplare dovute alle tolleranze di fabbricazione ed agli effetti parassiti associati al substrato. Questi effetti possono, infatti, tra le altre cose, ridurre in qualche misura il guadagno dell'amplificatore. In **tabella 2** sono riportati i dati caratteristici dell'amplificatore 741 ed è proposto un confronto con altri modelli di amplificatori operazionali. Si noti come i modelli *superbeta* e BiFET siano caratterizzati da correnti di polarizzazione, sbilanciamenti di tensione e di corrente in ingresso più contenuti. I BiFET ed i *superbeta* presentano, inoltre, resistenza di ingresso molto più elevata, come accade anche per gli amplificatori in tecnologia MOS. La resistenza di uscita è invece sempre piuttosto contenuta, tipicamente pari a poche decine di ohm. Il 741 per esempio presenta una resistenza di uscita di circa 75 ohm. La tensione di offset in ingresso dipende sempre dallo stadio differenziale. Nel caso del 741 esso è costituito da tre coppie di transistor grazie ai quali è possibile ottenere amplificazione differenziale e trasformazione del segnale da differenziale a terminazione singola. Le differenze parametriche tra i dispositivi appartenenti alla stessa coppia, insieme alle differenze parametriche tra le resistenze presenti all'interno dello stadio differen-

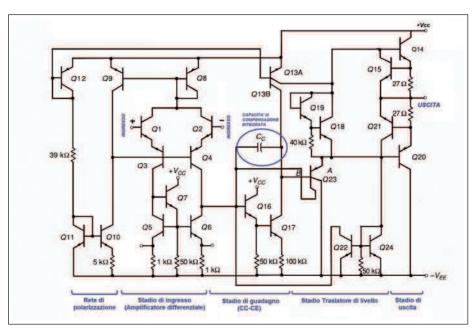



Figura 12: schema circuitale completo dell'amplificatore operazionale 741 ed individuazione dei blocchi componenti.

ziale (si veda **figura 5**), dovute alle tolleranze dei processi costruttivi del chip, sono quelle che determinano maggiormente gli effetti di offset.

LO STADIO TRASLATORE DI LIVELLO

I diversi stadi presenti all'interno di un operazionale non sono, normalmente, tra loro disaccoppiati in continua, come accade tra stadi realizzati a componenti discreti. Il motivo di ciò sta nel fatto che costruttivamente diventa piuttosto difficile integrare all'interno del chip delle capacità di valore adeguato. Per questo motivo è necessario, al fine di riportare i valori di continua a livelli opportuni, traslare l'uscita di uno stadio prima di applicarlo allo stadio successivo. Questa operazione è utile sia per mantenere sufficientemente ampia la dinamica del segnale, sia per fare in modo che il segnale di uscita sia sovrapposto ad un valore di continua equidistante tra i due livelli di alimentazione. Uno stadio traslatore serve, pertanto, ad ottenere questo effetto. Lo stesso stadio deve, inoltre, presentare una elevata resistenza di ingresso ed una ridotta resistenza di uscita in modo da riuscire, da un lato a non caricare lo stadio di guadagno che lo precede e dall'altro a non ridurre la quantità di segnale che finisce sull'ingresso dello stadio che segue, cioè per riuscire, in ultima analisi, a pilotare efficacemente il cosiddetto stadio di uscita. Lo stadio traslatore, all'interno di un operazionale, presenta pertanto sempre queste caratteristiche. Se ciò non accadesse si avrebbe un indesiderato abbattimento del guadagno dello stadio a monte ed un indesiderato abbattimento del segnale in uscita. Questo è il motivo per cui, generalmente, questo stadio è fisicamente costituito da un inseguitore di tensione (inseguitore di emettitore) dato che un inseguitore di tensione risponde proprio a questa esigenza. L'inseguitore di emettitore può essere realizzato in differenti configurazioni a seconda della traslazione di livello che si desidera. In generale, possiamo affermare che se la traslazione di livello necessaria è di circa 0,7V è sufficiente prendere la tensione traslata direttamente sull'emettitore dello stadio traslatore, se invece si desidera un valore di traslazione maggiore è possibile impiegare una configurazione in cui la tensione traslata è presa sul punto centrale tra due resistenze disposte in serie sull'inseguitore di emettitore (**figura 7-A**). Questa seconda soluzione è certamente semplice ed efficace per la traslazione, tuttavia presenta delle implicazioni indesiderate sul livello del segnale, in quanto tende ad abbattere quest'ultimo di un fattore pari ad R2/(R1+R2). Tale limitazione può allora essere superata impiegando al posto della resistenza R2 un circuito che faccia da generatore di corrente, caratterizzato da una elevata impedenza di uscita, come è tipico degli specchi di corrente (**figura 7-B**), oppure adottando una configurazione in cui al posto della resistenza R1 si impiega un diodo zener di valore opportuno pari alla traslazione di livello che si desidera ottenere (**figura 7-C**). Ovviamente, equivalente a quest'ultima soluzione è anche quella di porre al posto dello zener una serie di giunzioni pn polarizzate direttamente e tali da fornire, complessivamente, la stessa tensione fornita ai suoi capi dallo stesso zener. Un'altra soluzione circuitale, spesso impiegata nella realtà per ottenere un efficiente e compatto traslatore di livello, ovviamente integrato all'interno dello stesso chip, è quello di far ricorso ad un cosiddetto moltiplicatore di Vbe (**figura 8**). Se la corrente di base è trascurabile rispetto a quella che scorre in R3 ed R4 si ottiene la seguente relazione esprimente la tensione ai capi del moltiplicatore:

$$V = V_{BE}\frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Se questo circuito è posto a sostituzione della resistenza R1 di **figura 7**, si ottiene allora una traslazione di livello pari al valore riportato nella precedente relazione. Se il guadagno dei transistor è sufficientemente elevato, come normalmente accade, il guadagno di tensione dello stadio è ancora circa unitario. Il vantaggio di uno stadio di questo tipo sta nel fatto che controllando costruttivamente i valori di R3 ed R4 è possibile controllare in maniera semplice ed efficace la traslazione di livello. Lo svantaggio invece sta nella dipendenza della traslazione dalla Vbe, cosa che si traduce in una dipendenza dalla temperatura (deriva termica). Nel AO 741, per esempio, questa soluzione non è utilizzata e lo stadio traslatore è costituito da un semplice inseguitore di emettitore. In ogni caso, come abbiamo visto, esistono diverse topologie circuitali che consentono di ottenere una efficace traslazione di livello, tutte facilmente integrabili sullo stesso chip dell'operazionale.

LO STADIO DI USCITA

Lo stadio di uscita dell'operazionale deve essere in grado di fornire sufficiente corrente al carico e deve essere progettato in

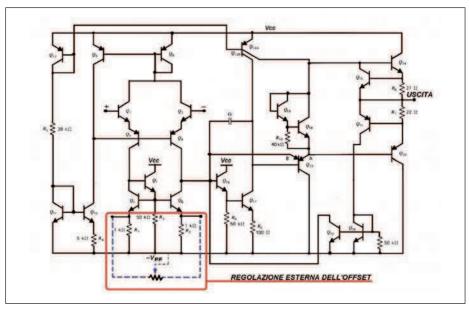



Figura 13: regolazione esterna dell'offset.

maniera tale da fornire il massimo valore di segnale al carico stesso, motivo per cui deve presentare un contenuto valore di resistenza di uscita. Oltretutto, deve assicurare una certa dinamica del segnale di uscita, cioè la massima escursione, dal momento che questo è il punto in cui il segnale ha il maggior valore in seguito ai guadagni accumulati lungo la catena di amplificazione. A tale scopo, lo stadio di uscita presenta, molto spesso, una configurazione circuitale del tipo mostrata in **figura 9-a** (inseguitore di emettitore complementare). Se prendiamo come riferimento un segnale sinusoidale, appare evidente che ciascuno dei due transistor è attivo solo durante metà periodo del segnale. Questo circuito di base, come stadio di uscita, sebbene efficace, presenta alcune limitazioni facilmente intuibili. Infatti, il segnale in uscita rimane nullo fino a che Vi non supera V_{beON}, il che introduce, nel segnale, una distorsione detta *distorsione di cross-over*. Questo effetto è facilmente interpretabile anche sulla caratteristica ingresso-uscita dello stesso stadio (**figura 9-b**). La problematica presenta, in ogni caso, delle efficaci soluzioni. Una di queste consiste nel modificare il circuito come in **figura 10-a** il che permette, almeno virtualmente di eliminare la *distorsione di cross-over*, sebbene si ottenga una tensione di riposo in uscita non nulla a causa della traslazione della caratteristica ingresso-uscita (**figura 10-b**). Questa piccola imperfezione è tuttavia eliminabile agendo opportunamente sul valore di traslazione di livello che è prodotto dal precedente stadio traslatore di livello. La conclusione è quella di ottenere uno stadio in cui si è eliminata la distorsione di cross-over senza penalizzare l'efficacia della traslazione di livello. L'eliminazione della distorsione di cross-over è infatti fondamentale in quanto inaccettabile soprattutto per livelli di segnale particolarmente bassi.

Un altro modo di agire e di risolvere il problema è quello di impiegare un moltiplicatore di Vbe sullo stadio di uscita, come mostrato in **figura 10-c**, in modo da avere circa 1,1V tra le due basi dei transistor e in modo, pertanto, da mantenere questi ultimi sulla soglia di accensione, anche quando il segnale in ingresso risulta nullo. In **figura 10-d** è riportata una implementazione dell'architettura (c). Q14 e Q20 costituiscono la struttura complementare di inseguitori di emettitori insieme alle due resistenze di emettitore che servono da limitatori di corrente. Il darlington, costituito dai transistor Q18 e Q19, sostituiscono invece i due diodi, consentendo allo stadio di uscita di restare sulla soglia di accensione anche per segnale di ingresso nullo. Questa topologia circuitale dello stadio di uscita o tipologie simili per i motivi esposti sono divenuti ricorrenti ed ampiamente utilizzati in molti amplificatori operazionali.

LO SCHEMA CIRCUITALE COMPLETO DI UN AO 741

La maggior parte dei circuiti integrati analogici è ottenuta dalla sapiente composizione e dimensionamento dei circuiti analogici di base e questo come si è potuto vedere vale anche per gli amplificatori operazionali. Quanto esposto nei precedenti paragrafi può essere considerato come approccio di carattere generale allo studio della circuitistica interna di un operazionale e alla sua progettazione sebbene in più di una occasione si sia fatto specifico riferimento al 741. Sebbene non sia stata, fin qui, proposta alcuna trattazione analitica specifica degli argomenti, quanto esposto è sicuramente sufficiente a chiarire cosa ci si debba aspettare, in generale, di trovare all'interno di un amplificatore operazionale monolitico e per quale motivo. Ciò ci mette nelle condizioni di analizzare, in generale, il circuito interno di un amplificatore operazionale con maggiore cognizione di causa in quanto è adesso più semplice ricercare ed individuare i blocchi circuitali fondamentali che lo compongono. A tale proposito nei paragrafi che seguiranno avremo modo di ampliare l'argomento e di dettagliarlo maggiormente accennando alla topologia di altri operazionali (BiFEt, a MOS, *superbeta*, ecc..). Per il momento completiamo il discorso osservando nel dettaglio la configurazione circuitale interna di un 741. Alla luce di quanto detto fino ad ora, questa non ci appare più come un unico complesso circuito ma come l'insieme evidente di più o stadi che siamo in grado di riconoscere e che sono opportunamente dimensionati e connessi tra loro in cascata. In **figura 11** sono evidenziati i diversi blocchi, discussi nei precedenti paragrafi, componenti l'amplificatore 741. Lo schema non è quello completo dell'amplificatore ma uno opportunamente semplificato col fine evidenziare, in maniera più semplice, i blocchi costitutivi. Nella successiva **figura 12** è invece riportato lo schema circuitale completo dello stesso amplificatore; sullo stesso schema sono evidenziati i blocchi componenti. I transistor di ingresso Q1 e Q2 sono inseguitori di emettitore che garantiscono elevata impedenza di ingresso e basso valore di corrente in ingresso. Essi pilotano la coppia differenziale a base comune composta dai transistor pnp Q3 e Q4 accop-

piati di base. I transistor Q5 e Q6 fanno invece da carico attivo per la coppia differenziale consentendo un guadagno sufficientemente elevato. Questi sei transistor, insieme, svolgono tre diverse funzioni tipiche di qualunque amplificatore operazionale monolitico. Essi infatti realizzano un ingresso differenziale relativamente insensibile alle componenti di modo comune dei segnali, presentano elevata resistenza in ingresso e conferiscono allo stesso stadio differenziale un serto guadagno, aspetto importante in quanto maggiore è il guadagno del primo stadio e meno influente è il rumore introdotto dagli stadi successivi. Lo stadio differenziale in ingresso, inoltre, consente di ottenere la conversione ingresso differenziale-uscita singola necessaria al collegamento degli stadi successivi. Lo stadio differenziale è polarizzato da uno specchio di corrente pnp di cui Q8 rappresenta il ramo a bassa impedenza e Q9 il ramo ad alta impedenza. Il transistor Q7 serve a rendere lo stadio a specchio Q5-Q6 con cancellazione della corrente di base. Il transistor Q16 è un inseguitore di emettitore che riduce l'effetto di carico del transistor Q17 sull'uscita dello stadio con carico attivo. Il transistor Q17 è un amplificatore ad emettitore comune che a sua volta presenta un carico attivo rappresentato dal transistor Q13B. Q16 e Q17 costituiscono, in altre parole, un darlington e questo spiega in altro modo l'elevato guadagno e l'elevata impedenza di ingresso realizzata mediante inseguimento di emettitore, cosa che consente una trasformazione di impedenza di ingresso da alta a bassa e la riduzione dell'effetto di carico di Q17. L'inseguitore Q23 evita che lo stadio di uscita in classe AB, costituito dai transistor Q14 e Q20, carichi direttamente l'uscita dello stadio di guadagno, cosa che provocherebbe una diminuzione dello stesso guadagno. Questo stadio consente un elevato guadagno di tensione. Q14 e Q20 rappresentano, infine, lo stadio di uscita in classe AB tipico del AO 741. Teoricamente le caratteristiche dei transistor, specie dello stadio di ingresso di un AO dovrebbero risultare identiche, in realtà da un punto di vista tecnologico ciò non può mai essere vero in assoluto e da ciò discendono effetti indesiderati quali le tensioni e le correnti di offset che sono pertanto una misura del grado di asimmetria del circuito. Il circuito di **figura 12** presenta sugli emettitori di Q5 e Q6 due punti accessibili all'esterno. In **figura 13** è messo in evidenza il loro impiego. Essi corrispondono a due pin del package dell'integrato che possono essere lasciati floating oppure essere impiegati per effettuare una regolazione, cioè un bilanciamento o compensazione esterna dell'offset. Per ovvi motivi di semplicità espositiva non riportiamo l'analisi matematica e quantitativa in continua e di segnale, cosa che rischia di apparire complessa e che necessiterebbe di eccessivo spazio. Ci limitiamo, da un punto di vista quantitativo, pertanto, ad elencare alcune conclusioni che si ottengono a riguardo dell'AO 741. La corrente di polarizzazione dello stadio differenziale in ingresso è fornita dal transistor Q8 e risulta pari a circa 19uA, nell'ipotesi di considerare l'alimentazione pari a ±15V, corrente che a causa della simmetria del circuito si divide in due correnti uguali pari a circa 10uA, ciascuna delle quali scorre in uno dei due rami dello stadio differenziale. L'elevato guadagno dello stadio differenziale è dovuto all'impedenza che troviamo sul nodo di uscita cioè al parallelo tra la resistenza di uscita dello stesso stadio differenziale (corrispondente a circa 6,8 MΩ) e la resistenza di ingresso dello stadio di guadagno che segue (corrispondente a circa 3,5 MΩ). La resistenza di ingresso dell'intero operazionale è dell'ordine del Mohm (operazionali a FET presentano resistenze di ingresso molto maggiori, tipicamente di alcuni ordini di grandezza). Sulla base di quanto detto fin qui è possibile fare una analisi per lo meno qualitativa anche per altri amplificatori operazionali diversi dal 741, in quanto l'architettura generale è spesso simile. In ogni caso nella seconda puntata di questo articolo che troverete sul prossimo numero di Fare Elettronica questo argomento sarà ampliato.

PER *approfondire...*

-LM741 Operational Amplifier (www.national.com)

-LM741 Single Operational Amplifier (www.fairchildsemi.com)

-Integrated Circuit Precision Instrumentation Anmplifier AD521 (www.national.com)

-Circuiti integrati analogici - P.R. Gray, R.G. Meyer - McGraw-Hill, II ed. (cap.6 - Amplificatori operazionali);

-Microelettronica - J. Millman, A. Grabel -Ed. McGraw-Hill - Cap. 14 - Caratteristiche degli amplificatori operazionali;

-CMOS Circuit Design, Layout and Simulation - R.J. Baker, H. W. Li, D. E. Boyce- Cap. 25- Operational Amplifier

CONCLUSIONI

In questo primo articolo dedicato all'analisi degli aspetti architetturali, circuitali e tecnologici che sono alla base della progettazione di un amplificatore operazionale, dopo aver parlato delle caratteristiche generali degli stessi operazionali, ci siamo dedicati, principalmente, all'analisi dei blocchi circuitali che compongono un operazionale 741. Qualunque dettaglio della circuitistica del 741 è stato sostanzialmente evidenziato e motivato, per lo meno da un punto di vista qualitativo. Le osservazioni fatte, a riguardo dei singoli stadi, possono essere considerate, tuttavia, di carattere abbastanza generale. Nella successiva seconda ed ultima puntata, dedicata a questo breve viaggio all'interno degli operazionali, aggiungeremo alcune osservazioni sul circuito del 741 ed evidenzieremo altri aspetti e specifiche estremamente importanti nella progettazione di un operazionale; ci riferiamo in particolare al comportamento in frequenza ed agli aspetti di stabilità. Descriveremo quindi, brevemente, l'architettura degli amplificatori operazionali a singolo stadio e la circuitistica degli operazionali BiFET e BiMOS. Accenneremo, quindi, agli operazionali a MOS, a quelli transconduttivi e da strumentazione. Concluderemo l'argomento con alcune considerazioni di natura tecnologica sulla progettazione degli amplificatori operazionali e con uno sguardo alle caratteristiche ed ai circuiti di alcuni operazionali commerciali impiegati nella pratica. ❑

CODICE MIP È 2772317

I componenti elettronici così come non li avete mai visti (parte seconda)

I condensatori

Continuiamo la nostra esplorazione per apprendere i segreti che stanno alla base dell'elettronica, studiando ulteriori componenti elettronici e soprattutto esaminando le relative parti interne nascoste.

Si tratta di un componente elettronico che ha lo scopo di accumulare le cariche elettriche tra due armature, separate da uno strato isolante. Applicando una differenza di potenziale tra le armature si forma un campo elettrico all'interno del dielettrico. L'armatura collegata al potenziale più alto si carica positivamente. Il valore assoluto delle cariche positive e negative costituiscono la carica Q del condensatore. Essa dipende dalla tensione applicata ai capi del componente. La capacità e si misura in Farad. La capacità di un condensatore semplice, con le armature disposte parallelamente tra loro è proporzionale al rapporto tra la superficie di una delle armature e alla loro distanza.
La costante dielettrica dipende dal materiale isolante utilizzato.

Figura 3: struttura di principio di un condensatore.

UTILIZZI DI UN CONDENSATORE

Come detto prima, un condensatore è capace di mantenere, tra i suoi capi, una differenza di potenziale per un certo periodo di tempo. Questo dipende dal carico applicato ad esso e dalla costante di perdita del componente. Il condensatore si usa anche per mantenere ai propri capi una tensione costante, anche nel caso quella di ingresso fosse pulsante. Si usa infatti per realizzare gli alimentatori stabilizzati. Un'altra proprietà importante è quella di possedere una certa reattanza alla tensione alternata, proprietà utilizzata soprattutto in alta frequenza. Per questo scopo è utilizzato al massimo per lasciar passare i segnali variabili e di bloccare, nel contempo, quelli continui. Infine esso può modificare lo sfasamento tra la corrente e la tensione.

TIPOLOGIE DI CONDENSATORI

Elenchiamo adesso alcune tipologie di condensatori esistenti sul mercato, non approfondendo tuttavia l'argomento, dal momento che l'articolo ha come scopo quello di esplorare i componenti internamente. In base alla loro costituzione, e quindi anche al loro utilizzo, possiamo distinguere i seguenti tipi di condensatori:

- Condensatori ad aria;
- Condensatori a carta;
- Condensatori a pellicola plastica;
- Condensatori a dielettrico misto;
- Condensatori a mica;
- Condensatori ceramici;
- Condensatori elettrolitici;
- Condensatori al tantalio;
- E tanti altri.

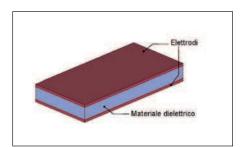



Figura 1: struttura fisica di un condensatore.

Figura 2: un insieme di condensatori.

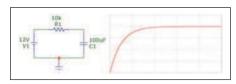



Figura 4: un condensatore accumula la carica ai suoi capi.

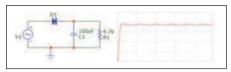



Figura 5: un condensatore mantiene la tensione ai suoi capi.

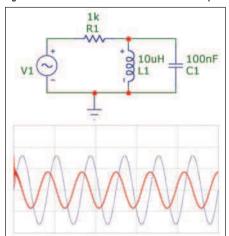



Figura 6: un condensatore rifasa la corrente e la tensione.

Figura 7: condensatore variabile ad aria.

Figura 8: condensatori a carta.

Figura 9: condensatore mylar.

Figura 10: condensatore in policarbonato.

Figura 11: condensatore a mica.

Figura 12: condensatore in vetro.

Figura 13: condensatore ceramico.

Figura 14: condensatori a olio.

Figura 15: condensatore elettrolitico.

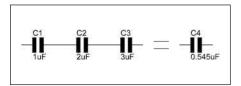



Figura 16: condensatori collegati in serie.

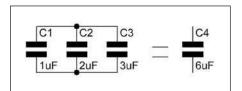



Figura 17: condensatori collegati in parallelo.

Figura 18: interno di un condensatore ceramico.

Figura 19: interno di un condensatore a carta. si notino le armature arrotolate.

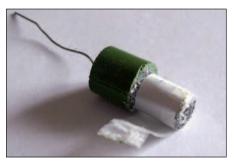



Figura 20: interno di un condensatore.

Tabella 1: Costanti dielettriche relative dei più diffusi materiali	
MEZZO	**COSTANTE DIELETTRICA RELATIVA**
Aria	1.00059
Idrogeno	1.00026
Acqua	ca. 80
Etanolo	25
Etere etilico	1.352
Petrolio	2.1
Vetro comune	5 ÷ 10
Plexiglas	3.40
Mica	8
Ebanite	2
Paraffina	2.1
Glicerolo	42.6

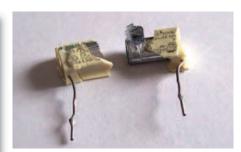



Figura 24: interno di un condensatore a film.

Figura 25: interno di un condensatore mylar. Si notino le armature e il dielettrico.

Figura 21: interno di un condensatore.

Figura 26: interno di un condensatore.

Figura 22: interno di un condensatore a film.

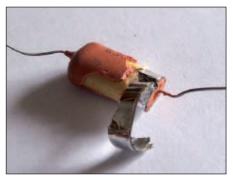



Figura 27: interno di un condensatore.

Figura 23: interno di un condensatore a film.

Condensatori a carta

Il dielettrico è formato da una speciale carta impregnata con cera, l'olio, o resina epossidica. Per aumentare l'isolamento e la capacità si avvolgono spesso due o più strati. L'avvolgimento finito viene poi immerso in resina.

Condensatori Mylar

Sono più piccoli di quelli a carta, conservando le medesime caratteristiche. Le armature sono composte da una pellicola metallizzata.

Condensatori a film plastico

La pellicola possiede uno spessore inferiore a quello della carta impregnata e il componente è in grado di resistere ad una tensione abbastanza elevata. I condensatori a film plastico sono molto usati nei circuiti a transistori.
Essi vengono prodotti con capacità fino ad alcuni µF e con tensioni di lavoro fino a 1000 V.

Condensatori ceramici

Il dielettrico è formato da una massa ceramica con costante dielettrica compresa tra 10 e 10.000.

I condensatori ceramici a bassa costante dielettrica si distinguono per la stabilità del valore capacitivo e per le perdite molto basse, e quindi sono i preferiti per l'utilizzo nei circuiti oscillanti e ad alta precisione. I condensatori ad elevata costante dielettrica permettono di ottenere capacità elevate con scarso ingombro. I condensatori ceramici hanno in generale piccole dimensioni, e vengono utilizzati di preferenza nella tecnica delle alte frequenze. A seconda delle necessità sono disponibili in molte forme costruttive. La forma di condensatore ceramico più diffusamente utilizzata è quella a disco, formata cioè da un dischetto di ceramica metallizzato sulle due facce, sulle quali vengono saldati i terminali.
Un'altra forma costruttiva molto diffusa in passato è quella a tubetto.
Si tratta di un tubetto ceramico con strati di argento all'interno ed all'esterno che formano le armature del condensatore. Esistono anche i condensatori a strato, il cui dielettrico è costituito da strati ceramici. Gli strati più interni risultano parzialmente conduttivi, mentre quelli più esterni, ad alta resistività, vengono rivestiti con una pellicola di argento. Dato che le prestazioni dei condensatori ceramici a strato dipendono dalla tensione. questi componenti sono adatti per tensioni di lavoro fino a circa 20 V.

Figura 28: interno di un condensatore elettrolitico.

Figura 29: interno di un condensatore elettrolitico.

Figura 30: interno di un condensatore elettrolitico.

Figura 31: interno di un condensatore elettrolitico.

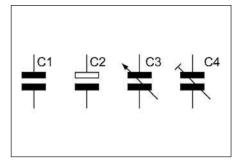



Figura 32: simboli elettrici dei condensatori.

COLLEGAMENTO IN SERIE E IN PARALLELO DEI CONDENSATORI

Si ha un collegamento in serie quando due o più condensatori sono collegati in modo da formare un percorso unico per la corrente elettrica che li attraversa; esso prevede che l'estremità di ciascuno di essi sia collegata solo con l'estremità di un altro, a catena. Il primo e l'ultimo componente hanno una estremità libera, utilizzata dal circuito. La capacità totale dei condensatori collegati in serie è data dalla formula:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_n}}$$

Si ha un collegamento in parallelo invece quando i componenti sono collegati in modo che la tensione elettrica sia applicata a tutti quanti allo stesso modo.

$$C_T = C_1 + C_2 + C_3 + C_n$$

L'INTERNO DEI COMPONENTI

L'apertura dei componenti, in questo caso dei condensatori, ci fornisce un'idea diversa da quello che si immagina. L'esterno delle capacità, infatti, è molto elegante e nulla farebbe presagire ciò che nascondono che, diciamolo pure, non è tanto bello a vedersi. In teoria dunque l'utente è potenzialmente in grado di auto-costruirsi da solo i condensatori, a patto di utilizzare buoni materiali e a patto di rispettare le grandezze fisiche e chimiche, allo scopo di ottenere valori abbastanza precisi.

CONCLUSIONI

Anche in questo articolo abbiamo esplorato all'interno dei condensatori per scoprire la relativa composizione e costituzione. Non mancate all'ultimo appuntamento. ❑

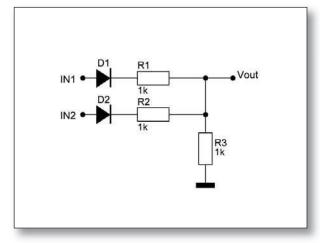
CODICE MIP 2772286

elettro quiz

298/299

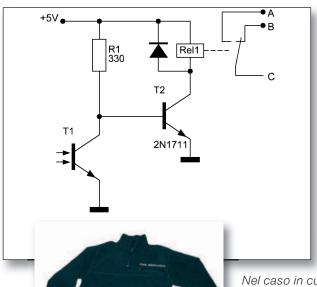
Le risposte ai quiz "Base" e "Avanzato" vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su www.farelettronica.com/eq specificando la parola chiave **"Edison"***.*

Le risposte ed i vincitori (previa autorizzazione) sono pubblicati alla pagina www.farelettronica.com/eq a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista.

A tutti i partecipanti verrà assegnato un buono sconto del 10% (validità 3 mesi dalla data di assegnazione) utilizzabile per un prossimo acquisto su www.ieshop.it

Se rispondi correttamente potrai vincere il simpatico portachiavi di Fare Elettronica.

base

Il circuito di figura impiega due diodi da considerarsi completamente ideali. Sapreste dire quanto vale la tensione di uscita se ai due ingressi vengono applicati rispettivamente +5V e +12V in continua?

a) zero
b) +5V
c) +17V
d) +8,5V

Per i più bravi in palio la felpa pile di Fare Elettronica.

avanzato

Nel caso in cui il fototransistor sia colpito da radiazione luminosa quale coppia di contatti sarà chiusa ai capi del relè?

a) A e B
b) A e C
c) B e C
d) nessuna delle precedenti

l'angolo di Mr A.KEER

SOMMATORI BCD

L'aritmetica BCD occupa un posto importante nel rapporto tra le macchine e noi, poveri umani: analizziamo i primi componenti destinati al supporto di questo tipo di calcolo numerico; scopriamone i segreti e il modo migliore per utilizzarli

Nel corso della puntata precedente abbiamo avuto modo di affrontare le problematiche legate alla somma di numeri binari a più bit, sottolineando i problemi di velocità intrinseci dei sommatori di tipo *Ripple Carry*, risolti con l'aggiunta di particolari reti combinatorie in grado di generare in anticipo il valore del Riporto, cioè basati sulla tecnica Carry Look Ahead.
Completiamo ora la trattazione tenendo presente che, non di rado, i sistemi di calcolo devono gestire dati forniti (e da restituire) in modo decimale, cioè affidati ai 10 simboli del sistema di numerazione decimale; poichè le macchine combinatorie chiamate a svolgere questo compito si "nutrono" esclusivamente sequenze binarie è necessario disporre di una strumento, detto codice BCD (Binary Coded Decimal), in grado di codificare in binario ciascuno dei 10 simboli.
Già in passato abbiamo avuto occasione di parlare di questa struttura, formata da 10 parole di 4 bit, in sostanza le prime 10 del codice binario puro a 4 bit, il cui compito è invece quello di raccogliere tutte le possibili combinazioni delle 4 variabili coinvolte, in sostanza 24 = 16 parole a 4 bit, diverse tra loro.
La **figura 1** mostra le tabelle che li rappresentano entrambi e sottolinea come il BCD sia un sottoinsieme del codice binario puro a 4 bit.
Concentriamo l'attenzione sulla somma di 2 numeri BCD; la natura del codice lascia sottointendere che ciascun numero sarà espresso da stringhe di 4 bit ma che ben 6 delle loro possibili combinazioni non saranno mai presentate al sommatore: i codici 1010, 1011, 1100, 1101, 1110, e 1111 non appartengono al codice e non verranno utilizzati; di sicuro le 10 codifiche BCD sono identiche alle 10 codifiche binarie pure di pari valore, per esempio $(9)_{10}=(1001)_{2}=(1001)_{BCD}$.
Poiché questo sommatore dovrà restituire un risultato espresso in BCD l'indisponibilità di queste parole vietate rende impossibile affidare questo compito ad un Adder classico, dato che esso esegue i suoi calcoli su numeri binari puri e dà per scontata la presenza di tutte le sequenze.
Per fissare le idee supponiamo che i nu-

CODICE BINARIO PURO A 4 BIT

n	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

CODICE BCD

n	D	C	B	A
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

Figura 1: codice Binario Puro a 4 bit e Codice BCD.

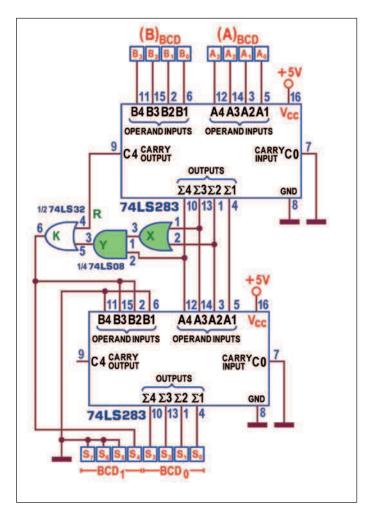
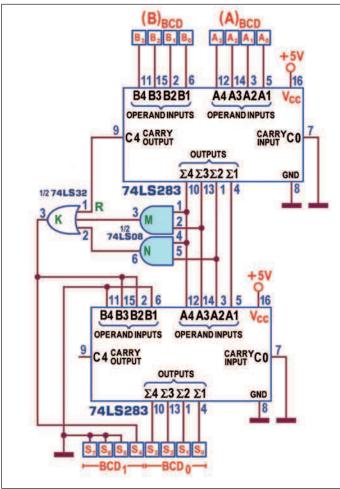



Figura 2: 4-bit BCD Adder: Schema N°1 con 74LS283.

Figura 3: 4-bit BCD Adder: Schema N°2 con 74LS283.

meri da sommare siano A=$(9)_{10}$=$(1001)_2$ e B=$(3)^{10}$=$(0011)_2$; il risultato, $(12)_{10}$=$(1100)_2$, è decisamente diverso se espresso in BCD, $(00010010)_{BCD}$, perché con questa convenzione la cifra finale si ottiene accostando le quaterne di bit corrispondenti a ciascuna delle cifre decimali coinvolte, nel nostro caso $(0001)_{BCD}$ per $(1)_{10}$ e $(0010)_{BCD}$ per $(2)_{10}$.

Si vede immediatamente che, se dovessimo interpretare in binario puro il risultato BCD, esso sarebbe completamente sballato, $(00010010)_2$ = $(18)_{10}$, per cui è facile concludere che i sommatori presi in considerazione finora non sono adatti per questo compito.

Per ribadire il concetto, volendo trattare 2 numeri a 4 bit in presenza di un eventuale Riporto esterno, con la somma binaria pura sono possibili 32 risultati, da $(00000)_2$=$(0)_{10}$ a $(11111)_2$=$(15+15+1=31)_{10}$, mentre con quella BCD ne sono possibili solo 20, da $(00000000)_{BCD}$=$(0)_{10}$ a $(00011001)_{BCD}$=$(9+9+1=19)_{10}$.

Ragionando sulle 20 possibilità si arriva ad una conclusione: fin tanto che la somma di A e B rimane minore o uguale a $(9)_{10}$, il classico sommatore (realizzato con 4 FA, Full Adder) andrebbe ancora bene, mentre per risultati maggiori o uguali a $(10)_{10}$, per "aggiustare" il risultato da binario a BCD, sarà necessario imporre una correzione, sommandogli 6.

Un sommatore BCD è dunque realizzabile con 2 normali 4-bit Binary Full Adder e una piccola rete logica, il cui compito è quello di attivare o meno (con l'aiuto del secondo) la somma del numero 6 al risultato del primo; la letteratura prevede per essa diverse soluzioni: la **figura 2** e la **figura 3** offrono un paio di alternative.

I progetti proposti utilizzano 2 componenti TTL 74LS283 ma funzioneranno bene anche con 2 TTL 74LS83 o 2 CMOS 4008, tutti analizzati la scorsa puntata.

Per entrambi, con molta pazienza, ho ricostruito le condizioni che portano ai 20 possibili diversi risultati **(figura 4)**, a partire dal valore corrente del primo sommatore (un numero binario puro a 5 bit, tenendo conto anche del suo Riporto, $C_4\Sigma_4\Sigma_3\Sigma_2\Sigma_1$); si vede chiaramente che, in funzione del risultato binario corrente, il secondo sommatore gli aggiungerà o 0 o 6, fornendo sulle sue uscite $\Sigma_4\Sigma_3\Sigma_2\Sigma_1$ un valore certamente BCD, affidato alla cifra meno significativa BCD0 del risultato, mentre la cifra più significativa BCD1, immediatamente disponibile sull'uscita

K della OR, è a tutti gli effetti la linea di Carry Out del nuovo dispositivo.
La stessa tecnica di calcolo utilizzata da questi circuiti è spesso assicurata anche dai microprocessori che, nelle operazioni aritmetiche con operandi BCD, mettono a disposizione la speciale istruzione DAA (Decimal adjust After Addition) capace proprio di correggere in BCD il risultato binario di una precedente istruzione di somma (ADD); inutile ribadire che l’aggiustamento consiste nell’aggiungere una costante uguale a 6 al risultato della prima somma, se ha superato (decimal overflow) il valore massimo per essa previsto.
La serie TTL prevede un sommatore di 2 numeri BCD: il 74F583, detto 4-bit BCD Adder, anch’esso dotato internamente (come i suoi simili binari) di circuiti di tipo Carry Look Ahead adatti alla previsione veloce del Riporto; la **figura 5** mostra il suo pin-out: esteticamente sembra lo stesso dei Binary Adder 74LS83 e 74LS283 ma noi sappiamo che ne contiene 2, con della ulteriore logica aggiuntiva.
La **figura 6** e **7** mostrano rispettivamente lo schema funzionale e lo schema pratico, mentre il simbolo logico predisposto dallo standard IEEE è visibile in **figura 8**; in quest’ultima i numeri sugli ingressi degli addendi e sulle uscite della somma indicano il peso di ciascun piedino, inteso come potenza di 2.
La potenza dissipata massima è di 300 mW; il ritardo di propagazione massimo (misurato con carico di 500ohm/50pF) tra gli ingressi di dato e le uscite della Somma è di 17ns/14ns (t_{PLH}/t_{PHL}) mentre quello tra ingressi dato e uscita Riporto C4 è ancora minore, 11.5ns/10.5ns (t_{PLH}/t_{PHL}).

n	C_4	Σ_4	Σ_3	Σ_2	Σ_1	M AND	N AND	R C4	X OR	Y AND	K OR	$=BCD_1$		BCD_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0000	0+0	0000
1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0000	1+0	0001
2	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0000	2+0	0010
3	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0000	3+0	0011
4	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	0	0000	4+0	0100
5	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0000	5+0	0101
6	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0000	6+0	0110
7	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0000	7+0	0111
8	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0000	8+0	1000
9	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0000	9+0	1001
10	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0001	10+6	10000
11	0	1	0	1	1	0	1	0	1	1	1	0001	11+6	10001
12	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	1	0001	12+6	10010
13	0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0001	13+6	10011
14	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	1	0001	14+6	10100
15	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0001	15+6	10101
16	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0001	16+6	10110
17	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0001	17+6	10111
18	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0001	18+6	11000
19	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0001	19+6	11001

Figura 4: 4-bit BCD Adder: Analisi del funzionamento.

Figura 5: 4-bit BCD Adder 74F583: Pin-out.

Alla stessa famiglia appartiene anche il 82S83 (TTL Schottky) prodotto dalla Signetics, funzionalmente identico a quello appena descritto, con tempi di ritardo doppi.

SOMMATORI BCD (CMOS): 4560

Il sommatore di 2 numeri BCD della serie CMOS è il 4560, detto NBCD (Natural BCD) Adder, dotato di circuiti di tipo Carry Look Ahead per la determinazione veloce del Riporto; il suo pin-out **(figura 9)** è sostanzialmente uguale a quello dei suoi simili TTL, ma con piedinatura diversa.
Lo schema funzionale e quello pratico sono proposti rispettivamente in **figura 10** e **11**; questo dispositivo contiene circuiti di protezione per evitare danni dovuti a scariche elettrostatiche e sovratensione; gli ingressi non utilizzati devono sempre essere collegati ad un adeguato livello di tensione logica, di solito uno dei 2 terminali d’alimentazione, o V_{SS} o V_{DD}).
Come per gli altri componenti della famiglia CMOS la potenza dissipata è trascurabile mentre il ritardo di propagazione (Propagation Delay Time, t_{PHL} e t_{PLH}) massimo per disporre di uscite stabili dopo l’applicazione degli addendi va da 2100ns (VDD=5V) a 675ns (VDD=15V).
Naturalmente tutti i dispositivi sommatori BCD (TTL o CMOS) possono essere messi in cascata per trattare numeri con più cifre BCD; la **figura 12** mostra un circuito in grado di addizionare 2 numeri da 0 a 999, ciascuno espresso dai 12 bit tipici della codifica da essi espressa; il risultato (esso pure in BCD) sarà disponibile sui 16 bit d’uscita.
In ciascuno dei 3 sommatori BCD coinvolti ho evidenziato il sommatore binario interno a 4 bit (incaricato di operare i dati forniti in ingresso) e il circuito d’aggiu-

Figura 6: 4-bit BCD Adder 74F583: Schema funzionale.

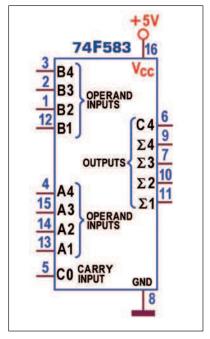
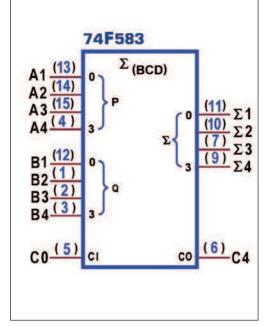



Figura 7: 4-bit BCD Adder 74F583: Schema pratico.

Figura 8: 4-bit BCD Adder 74F583: Schema pratico.

stamento (in sostanza un convertitore di codice da binario a BCD) chiamato ad aggiungere nulla, senza generare riporto (se il risultato precedente è minore o uguale a 9) oppure ad aggiungere la costante $(6)_{10}=(0110)_2$, forzando a 1 l'uscita del riporto (in caso contrario).

Il dispositivo somma il numero $(011110000100)_{BCD}=(784)_{10}$ con il numero $(010101100101)_{BCD}=(565)_{10}$ mostrando in dettaglio ogni operazione interna.

A corollario della trattazione sui sommatori voglio citare la disponibilità di 2 intergrati funzionalmente compatibili ma logicamente diversi: si tratta dei componenti CMOS 4032 e 4038, definiti Triple Serial Adders dai datasheet; la differenza sostanziale sta nel fatto che essi sono macchine sequenziali (non combinatorie, come quelle trattate finora), chiamate a sommare 2 informazioni binarie seriali. I bit di ciascuno dei 2 pacchetti di dati vengono proposti su altrettanti ingressi, a partire da quello meno significativo e la loro somma, colonna per colonna, proposta sull'uscita in modulo 2) richiede la presenza di un segnale di clock, sul fronte di salita (4032) o di discesa (4038) del quale ai bit di uguale peso di ciascun ingresso viene aggiunto l'eventuale riporto maturato nella somma dei bit precedenti. Questi componenti contengono 3 circuiti sommatori seriali indipendenti, ciascuno dotato di un segnale di comando (inverter) che consente (se forzato a 1 logico) di invertire i valori logici della somma disponibile in uscita; hanno però in comune il sincronismo di clock e una linea di Reset-Carry; quest'ultima viene forzata a 1 logico alla fine di ogni parola, un attimo prima (pari ad un periodo di clock) dell'arrivo del primo bit della parola successiva, per resettare il Riporto.

Per parole di N bit sono necessari N cicli di clock, la cui frequenza massima è valutabile intorno ai 10 MHz.

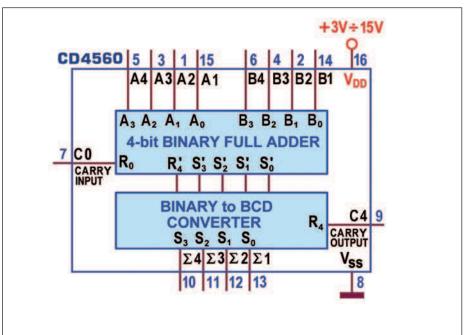
Figura 9: NBCD Adder 4560: Pin-out.

CONVERTITORE BINARIO-BCD (TTL): 74185

Abbiamo visto che l'operazione di somma di 2 numeri BCD comporta la necessità di disporre di un circuito in grado di convertire il risultato binario intermedio in BCD, per adattarlo al suo formato.

La **figura 13** e **14** mostrano il convertitore di un numero binario a 4 bit nella corrispondente espressione BCD; entrambi basano il loro funzionamento sull'algoritmo di aggiustamento decimale, rilevando le quaterne di bit non appartenenti al codice BCD (cioè quelle di valore maggiore di 9) e sommando in questi casi la costante 6 al valore binario corrente.

Figura 10: NBCD Adder 4560: Schema funzionale.

Figura 11: NBCD Adder 4560: Schema pratico.

Il primo è un estratto dello schema del sommatore BCD visto in precedenza e utilizza 2 sole porte logiche per rilevare la necessità dell'aggiustamento; il secondo, decisamente meno economico, ha una valenza didattica in quanto esercita "alla lettera" il confronto d

el numero binario in ingresso con il valore 9, utilizzando un comparatore 74LS85 e forzando la somma con 6 con l'aiuto della sua linea d'uscita A>B.

Poiché il problema è sentito, anche la serie TTL prevede una versione di Binary to BCD Converter: il 72185, un integrato con uscite di tipo open-collector; esiste la versione 8899, perfettamente identica, ma con uscite tre-state.

Si tratta di un componente derivato dalla memoria a sola lettura DM7488, una ROM da 256 bit; la **figura 15** mostra il suo pin-out.

La versatilità di questi convertitori è frutto della loro natura, data l'alta capacità di memorizzare nella ROM un numero illimitato di tabelle di riferimento o di tabelle di conversione, che consente il richiamo diretto (read-out) dei codici in essa contenuti sulle uscite da Y_8 a Y_1.

Da notare la presenza di un piedino di abilitazione (Enable) che, nella fase operativa, va messo a massa (0 logico); in caso contrario tutte le uscite sono forzate a 1, indipendentemente dal valore corrente del numero in ingresso. I manuali forniscono una pesante Tabella di Verità, improponibile in questa sede: poiché la capacità intrinseca del componente è quella di garantire la conversione in BCD di un numero binario a 6 bit, sono previste 32 righe (una per ogni coppia di valori trattabili) e 14 colonne in cui sono raccolte, tra l'altro, le possibili combinazioni dei soli 5 bit più significativi del valore binario in ingresso e dei 6 bit più significativi del risultato BCD.

Pur non vedendo la Tabella, da questa descrizione è subito evidente che in essa non è presente il bit meno significativo (LSB) né del codice binario fornito in ingresso (gli inputs Binary Select E, D, C, D e A) né di quello BCD restituito in uscita (outputs Y_6, Y_5, Y_4, Y_3, Y_2, Y_1); la cosa imbarazza non poco, in prima lettura, ma è giustificata dal fatto che questo bit, essendo logicamente lo stesso da entrambi i punti di vista, non viene coinvolto dal componente ma passa esternamente ad esso, dal dato sorgente al risultato. Le uscite Y_8 e Y_7, non utilizzate in questo contesto, sono programmate alte (nella tabella originale sono a 1 logico in ogni situazione).

La **figura 16** mostra lo schema applicativo per la conversione in BCD di un numero binario a 6 bit; come detto, è sufficiente un solo componente e la Tabella offerta a corredo (personalizzata con in-

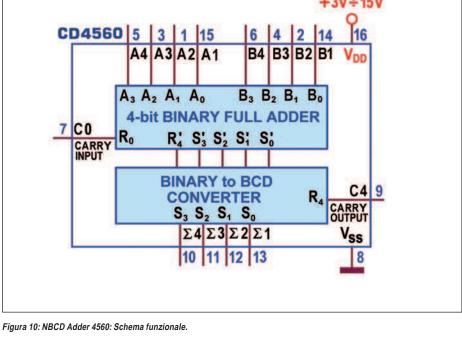
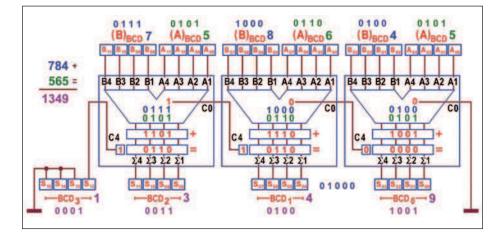



Figura 12: BCD Adder: Somma di 784+565 in BCD.

formazioni non disponibili in quella originale) aiuta a capire quanto spiegato finora.

Il numero sottoposto a conversione è $(110001)_2=(49)_{10}$ e fornisce il risultato $(01001001)_{BCD}$; è interessante sapere che la funzione svolta da questi componenti è analoga a quella dell'algoritmo di conversione classico, spesso tradotto in assembly per far fare la stessa cosa ad un processore.

Esso consiste nell'eseguire una quantità di scorrimenti (del numero da convertire verso sinistra) pari a quella delle sue cifre, controllando, dopo ogni shift, se i 3 bit più significativi di ciascuna delle decadi del risultato corrente hanno un valore superiore a 4; in questo caso ad esse si aggiunge 3 e poi si continua con gli spostamenti, se ne rimangono ancora da fare.

La **figura 17** sintetizza l'algoritmo per il numero trattato dal progetto precedente, $(110001)_2=(49)_{10}$. Gli schemi applicativi hanno una complessità crescente con il numero di bit della parola binaria da convertire; se il numero di bit è maggiore di 6 sarà necessario mettere in cascata più dispositivi: ne serviranno 3 per numeri binari a 8 bit; 4 per 9 bit; 8 per 12 bit; 19 per 24 bit...; anche in tutti questi casi il bit meno significativo del risultato BCD sarà ottenuto direttamente dal bit meno significativo numero binario fornito in ingresso, senza passare attraverso i componenti coinvolti. La **figura 18** mostra lo schema per la conversione di un numero binario a 8 bit in BCD; a verifica della sua efficienza ho preso in considerazione un caso concreto, mettendo in evidenza l'azione di ciascuno dei 3 integrati sul numero sottoposto a conversione, $(10011010)_2=(154)_{10}$, fino al risultato $(000101010100)_{BCD}$; da notare che gli ingessi non utilizzati (nello schema ce n'è uno sul terzo integrato) vanno collegati a massa. La potenza dissipata massima da questo componente è di 495 mW; il suo ritardo di propagazione massimo (misurato con carico di 600ohm/15pF) è di 35ns per entrambe le transizioni tPLH e tPHL; naturalmente aumentando la quantità di bit del numero binario da convertire si dovrà prevedere una quota per ogni dispositivo in cascata.

n	A_3	A_2	A_1	A_0	X OR	Y AND	BCD_1	BCD_0
0	0	0	0	0	0	0	0000	0000
1	0	0	0	1	0	0	0000	0001
2	0	0	1	0	1	0	0000	0010
3	0	0	1	1	1	0	0000	0011
4	0	1	0	0	1	0	0000	0100
5	0	1	0	1	1	0	0000	0101
6	0	1	1	0	1	0	0000	0110
7	0	1	1	1	1	0	0000	0111
8	1	0	0	0	0	0	0000	1000
9	1	0	0	1	0	0	0000	1001
10	1	0	1	0	1	1	0001	0000
11	1	0	1	1	1	1	0001	0001
12	1	1	0	0	1	1	0001	0010
13	1	1	0	1	1	1	0001	0011
14	1	1	1	0	1	1	0001	0100
15	1	1	1	1	1	1	0001	0101

Figura 13: Binary to BCD Converter: Schema N°1 per ingresso binario a 4 bit.

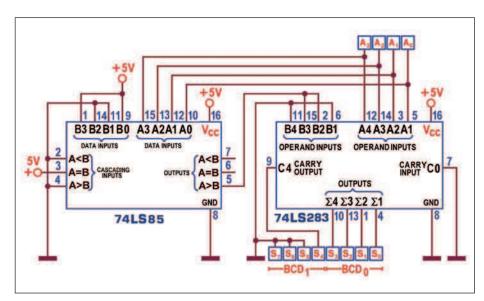
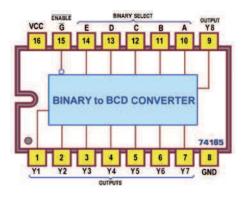



Figura 14: Binary to BCD Converter: Schema N°2 per ingresso binario a 4 bit.

CONVERTITORE BCD-BINARIO (TTL): 74184

Non di rado si presenta il problema opposto a quello appena discusso: numerosi dispositivi forniscono informazioni "impacchettate" in modo BCD, cioè costituite da una sequenza di parole appartenenti a quel codice, in modo da formare stringhe di lunghezza multipla di 4 bit.

Figura 15: Binary to BCD Converter 74185: Pin-out.

n		E	D	C	B	A	n_0	n_7	Y_6	Y_5	Y_4	Y_3	Y_2	Y_1	n_0
		BINARY SELECT							BCD1			BCD0			
0	1	0	0	0	0	0	0/1	0	0	0	0	0	0	0	0/1
2	3	0	0	0	0	1	0/1	0	0	0	0	0	0	1	0/1
4	5	0	0	0	1	0	0/1	0	0	0	0	0	1	0	0/1
6	7	0	0	0	1	1	0/1	0	0	0	0	0	1	1	0/1
48	49	1	1	0	0	0	0/1	0	1	0	0	1	0	0	0/1
56	57	1	1	1	0	0	0/1	0	1	0	1	0	1	1	0/1
58	59	1	1	1	0	1	0/1	0	1	0	1	1	0	0	0/1
60	61	1	1	1	1	0	0/1	0	1	1	0	0	0	0	0/1
62	63	1	1	1	1	1	0/1	0	1	1	0	0	0	1	0/1

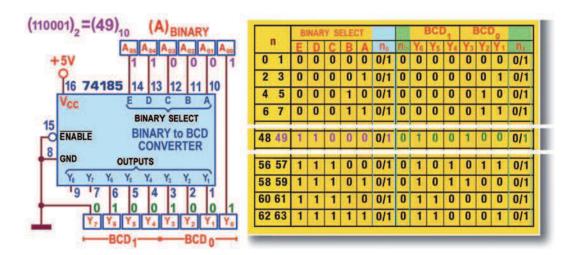



Figura 16: Binary to BCD Converter 74185: Applicazione per numero a 6 bit.

Operazione	BCD_1	BCD_0	Binario
Valore iniziale 49			110001
Shift a sinistra n°1		1	10001
Shift a sinistra n°2		11	0001
Shift a sinistra n°3		110	001
Sommo 3 ai tre bit		1001	001
Shift a sinistra n°4	1	0010	01
Shift a sinistra n°5	10	0100	1
Shift a sinistra n°6	100	1001	
Valore finale	0100	1001	

Figura 17: Algoritmo di conversione per numero binario a 6 bit.

Per poter fruire di informazioni in binario puro è dunque necessario disporre di un circuito in grado di ottenerle a partire dalle stringhe BCD; la **figura 19** mostra uno straordinario convertitore costruito a partire da 2 sommatori binari tradizionali, in grado di trasformare una coppia di codici BCD (in tutto 8 bit) nel numero binario corrispondente. Il progetto utilizza un paio di 74LS283 (TTL), ma funzionerà bene anche con il TTL 74LS83 o il CMOS 4008, visti la scorsa puntata); nello schema sono riportati i valori delle somme e dei riporti parziali, supponendo di aver sottoposto a conversione il numero $(01110110)_{BCD}=(76)_{10}$, al fine di verificare il risultato atteso, $(1001100)_2$. La serie TTL prevede un componente specifico, per questa operazione: il 72184, definito BCD to Binary Converter, dotato di uscite di tipo open-collector, ma disponibile anche con uscite tre-state, nella versione 8898,

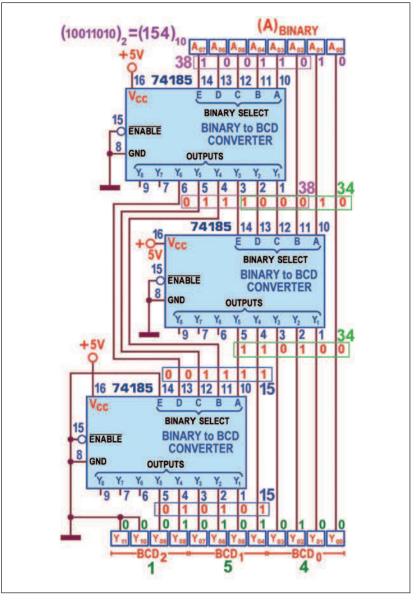



Figura 18: Binary to BCD Converter 74185: Applicazione per numero a 8 bit.

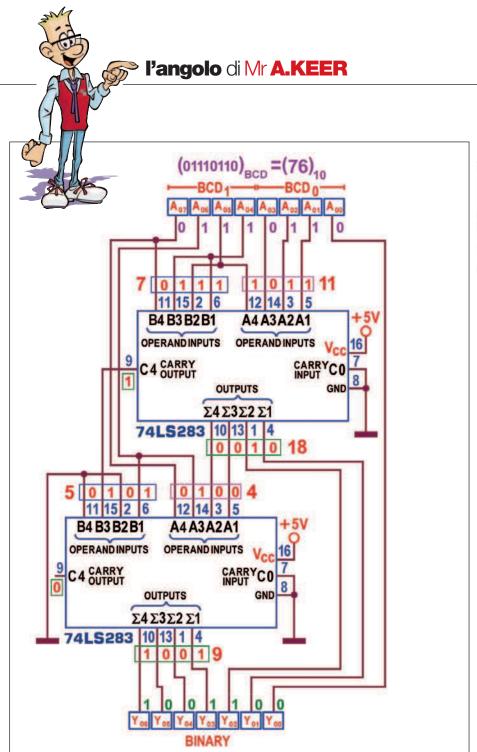



Figura 19: BCD to Binary Converter: Schema con 74LS283.

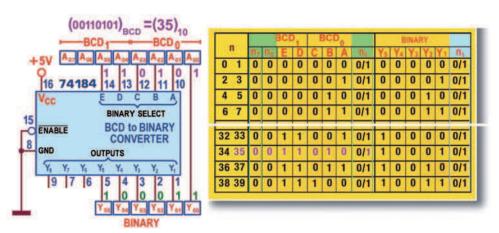
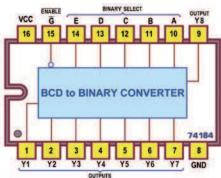



Figura 20: BCD to Binary Converter 74184: Pin-out.

perfettamente identica in ogni particolare. Il pin-out **(vedi figura 20)** e la natura logica, derivata dalla ROM (memoria a sola lettura) da 256 DM7488, sono gli stessi di quelli che esercitano il lavoro opposto. Anche in questo caso è previsto un piedino di abilitazione (Enable) attivo basso, cioè da forzare a massa (0 logico) nella fase operativa; se esso è lasciato a 1 tutte le uscite sono forzate a 1. La funzione primaria di questo componente è quella di convertire in binario puro "una cifra e mezza" BCD, nel senso che sono disponibili solo 6 linee d'ingresso; la **figura 21** mostra lo schema di questa particolare applicazione, corredato da una tabella personalizzata che sintetizza le varie possibilità; per questo tipo d'applicazione le uscite Y_8, Y_7 e Y6 non utilizzate. La Tabella originale tiene conto del fatto che, anche questa volta, il bit meno significativo (LSB) del codice BCD fornito sulle linee d'ingresso (E, D, C, D e A) e di quello binario restituito su quelle d'uscita (Y_5, Y_4, Y_3, Y_2, Y_1) non passa attraverso il componente ma va direttamente dal dato sorgente al risultato tramite una linea esterna (assumendo lo stesso valore in entrambi i numeri). Per la tipologia degli ingressi sono dunque previste solo 20 righe (una per ogni coppia di valori trattabili) e 11 colonne (5 per le possibili combinazioni d'ingresso, 5 per quelle dei soli bit più significativi del valore binario in uscita, e una per il controllo Enable). La **figura 22** mostra lo schema per la conversione in binario di un numero BCD a 8 bit; anche per questo progetto ho messo in evidenza l'azione di ciascuno dei 2 integrati sul numero sottoposto a conversione, $(01110110)_{BCD}=(76)_{10}$, fino al risultato (1001100)2, per verificarne l'efficienza. Se le cifre BCD sono più di 2 il numero di

n		BCD1				BCD0			BINARY					
		n_7	n_6	E	D	C	B	A	n_0	Y_5	Y_4	Y_3	Y_2	Y_1	n_0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0/1	0	0	0	0	0	0/1
2	3	0	0	0	0	0	0	1	0/1	0	0	0	0	1	0/1
4	5	0	0	0	0	0	1	0	0/1	0	0	0	1	0	0/1
6	7	0	0	0	0	0	1	1	0/1	0	0	0	1	1	0/1
32	33	0	0	1	1	0	0	1	0/1	1	0	0	0	0	0/1
34	35	0	0	1	1	0	1	0	0/1	1	0	0	0	1	0/1
36	37	0	0	1	1	0	1	1	0/1	1	0	0	1	0	0/1
38	39	0	0	1	1	1	0	0	0/1	1	0	0	1	1	0/1

Figura 21: BCD to Binary Converter 74184: Applicazione per numero a 6 bit.

Figura 22: BCD to Binary Converter 74184: Applicazione per numero a 8 bit.

dispositivi da mettere in cascata cresce esponenzialmente: ne serviranno 6 per numeri BCD a 3 cifre (12 bit); 11 per 4 cifre; 19 per 5 cifre; 28 per 6 cifre... Senza entrare nel merito va ricordato che il 74184 è progettato anche per generare un numero BCD in complemento a 9 o un numero BCD in complemento a 10, a partire da un codice BCD proposto sugli ingressi D, C, D e A; il rimanente ingresso E è utilizzato come segnale di controllo: se messo a livello 0 logico il componente genera la conversione BCD in complemento a 9, altrimenti (forzato a 1) quella BCD in complemento a 10. In entrambi i casi per questo servizio sono utilizzate solo le uscite Y_8, Y_7 e Y_6 (quelle non usate nella conversione BCD to Binary). Le caratteristiche elettriche sono le stesse del suo omologo 74185: potenza dissipata massima di 495 mW e ritardo di propagazione massimo di 35ns. ❏

CODICE MIP 2772202

La chiamata selettiva DIGITALE

Con l'avvento del sistema globale di comunicazione, i radiocollegamenti navali si sono uniformati a questo obbligatorio modo operativo: pregi e difetti di questa innovazione.

Fino a qualche decennio fa nessun apparecchio ricetrasmittente si trovava installato sul ponte di comando: la regola non era casuale, ma dettata da un ben preciso e giustificato intento, che voleva l'ufficiale di guardia in coperta dedicato esclusivamente alla conduzione della nave e che si proponeva di eliminare qualsiasi attività **rischiasse di distrarlo** dai compiti di attenta vedetta e dai problemi di navigazione. Le comunicazioni radio avvenivano esclusivamente nella stazione radioelettrica, situata ovviamente in prossimità del ponte e ad esso connessa per via interfonica, ma da questo separata anche per motivi di riservatezza, ma soprattutto per consentire a ciascun operatore di svolgere le proprie mansioni con la sicurezza richiesta nel delicato e pericoloso compito connesso alla conduzione del mezzo mobile. È curioso osservare come venga severamente oggi perseguito chi fa uso di un telefonino guidando la propria autovettura, mentre sia paradossalmente concesso ad un ufficiale di guardia di blaterare in un radiotelefono durante la manovra di una super petroliera nella nebbia o entro le insidiose acque di uno stretto. Ancor più curiosa suona la ammissione, espressa di recente da una commissione di indagine Svizzera, sulla causa di un recente disastro aereo, che sarebbe stato evitato semplicemente se l'incomprensione di linguaggio fra piloti si fosse eliminata, magari con l'impiego della vecchia telegrafia! La comparsa dei primi ricetrasmettitori VHF sui ponti di comando risale agli anni '70, in un primo tempo limitata al traffico fra nave e postazioni di pilotaggio e rimorchio, e quindi velocemente allargata alle comunicazioni telefoniche generali, fino ad assurgere ad un vero servizio di **guardia radiotelefonica**, attuata non più dal tradizionale Ufficiale Marconista, ma dallo stesso Ufficiale di coperta! Da quel momento l'addetto alla navigazione fu costretto a dividersi fra il carteggio e la vedetta, prestando orecchio alla miriade di voci, nelle più svariate lingue, di pescatori, di diportisti, di chiacchieroni e di buontemponi dediti a versacci, ma questo è ovviamente il prezzo di alcune "innovazioni" ordinate dai centri di potere internazionali, molto sensibili alle richieste di economia armatoriale e agli interessi di case costruttrici per i guadagni derivanti da nuove installazioni, ma alquanto distratti in merito ai problemi di sicurezza!

L'apparato VHF tradizionale è un **ricetrasmettitore canalizzato**, compatto e di uso semplice, che opera, come noto, nella banda compresa fra i 156.000 e i 162,025 MHZ, con esclusiva modulazione di fase (*simile, ma non identica, alla modulazione do Frequenza*): Una piccola curiosità costituisce il fatto che i regolamenti prevedono la possibilità di collegamenti fra navi ed aerei sul canale 6 (156,300 MHZ) senza tener conto che i velivoli operano con modulazione di ampiezza, non di Fase o frequenza! Soltanto per le navi passeggeri è obbliga-

torio anche un apparato operante su 121,500 – 123,100 adatto al traffico di soccorso aeronautico, ma qualche incongruenza, si sa essere inevitabile nel coacervo regolamentario!

LA "GUARDIA " IN VHF E IL DSC

Come già accennato,da alcuni anni chi è preposto a condurre una nave, di qualunque tonnellaggio, è **obbligato** ad ascoltare **il canale 16 VHF** (**156,800 MHZ**), previsto come canale di **ascolto e di emergenza** con la medesima funzione che aveva in telegrafia la frequenza di 500 KHZ e che ancora ha per la telefonia in USB la 2182 KHZ!
È superfluo osservare che, mentre con il linguaggio Morse si realizzava una perfetta comprensibilità fra operatori di diverse nazioni, grazie al codice Q e alla possibilità di accompagnare la comunicazione con la **contemporanea scrittura**, lo stentato ed approssimativo inglese adottato nelle conversazioni telefoniche sovente si risolve in un "dialogo fra sordi", ma anche verso questo non insignificante particolare le super organizzazioni SOLAS e IMO sembrano appunto **sorde**!
In caso di comunicazione, dal canale 16 di chiamata gli operatori si spostano su di un canale di lavoro per la effettiva conversazione: Nei collegamenti fra navi si impiegano canali in isoonda, quali 9, 10, 11, 12, 68, 69, 71, che non consentono un ascolto mentre si parla, mentre nei collegamenti fra nave e stazione costiera vengono usati canali duplex, quale ad esempio il 22, dove la nave trasmette su 157,100 e la stazione terrestre su 161,700 MHZ.
Fino alla introduzione del DSC le comunicazioni in VHF si svolgevano dunque in modo simile a quelle della CITIZIEN'S BAND (CB), nella ben nota banda dei 27 MHZ e mentre fra nave e nave solitamente non consentivano di coprire distanze superiori alle 15 miglia (circa 25 Km), nei collegamenti nave- stazione costiera, grazie all'altitudine cui sono poste alcune antenne ed ai sistemi di link e ripetitori, in alcuni casi si ottengono coperture superiori alle 100 miglia! Vediamo finalmente cosa ha portato e cosa effettivamente sia il DSC.
Il Sistema di chiamata selettiva digitale (digital selective calling) che, va subito ricordato, può impiegarsi sia nelle radiocomunicazioni in banda VHF come in quelle In Onde corte o medie, offre il vantaggio di poter chiamare una specifica stazione navale o terrestre, oppure gruppi specifici di stazioni o anche stazioni posizionate soltanto in una determinata area.
Ogni stazione è stata dotata di un particolare numero (detto numero MMSI) del quale le prime tre cifre indicano la nazionalità della stazione radio (per l'Italia 247, per la Francia 227 etc.). Questo numero già **potrebbe sostituire** il vecchio nominativo che caratterizza ogni radiostazione e che per ora rimane comunque obbligatorio! La chiamata in DSC comporta che il chiamato **venga allertato** da un un segnale acustico e in caso di chiamata generale per emergenza e soccorso vengono allertate tutte le navi o stazioni costiere a portata radio della stazione chiamante. I chiamati potranno inoltre leggere immediatamente sul display del loro apparecchio il tipo di emergenza richiesto, il canale di lavoro scelto e numerosi altri eventuali dati, **compresa la posizione geografica** della stazione chiamante che viene automaticamente immessa nel trasmettitore attraverso un apposito connettore per l'apparecchio GPS (Global Positioning System), del quale ogni nave è ormai dotata. Come si è ottenuta questa "novità"? É stato sufficiente abbinare al tradizionale ricetrasmettitore VHF un particolare ricevitore. Si tratta di un ricevitore, con propria antenna indipendente, sintonizzato **esclusivamente sul canale 70** (156,625 MHZ) e munito di un **codificatore e decodificatore** connesso al circuito di bassa frequenza del ricetrasmettitore stesso. Su questo ricevitore, dotato di display, di pulsanti numeratori e di altri comandi, è possibile "scrivere" brevi messaggi programmati, comporre numeri, rubricare stazioni e stabilire le sequenze che verranno poi immesse nel trasmettitore VHF, il quale provvederà quindi ad irradiarle, sul canale 70, in un tempo non superiore **a 0,7 secondi**, sotto forma di impulsi digitali!
L'Ufficiale di guardia si trova così a dover comunque ascoltare ininterrottamente il canale 16 per le chiamate di tipo tradizionale, mentre nel contempo una qualsiasi chiamata, di routine o di emergenza, giunta sul canale 70, potrebbe automaticamente commutare l'abbinato ricetrasmettitore VHF su di un determinato canale di lavoro, approntandolo per la conversazione.
Per personale esperienza posso affermare che di questi allarmi in VHF, seguiti dall'ascolto del canale di lavoro scelto dal chiamante, ne pervengono mediamente solo cinque o sei al giorno, mentre di analoghi allarmi nella banda delle onde medio-corte, dove la stessa funzione del canale 70 viene assolta dalla frequenza di 2187,5 KHZ, ne pervengono, almeno in area Mediterranea, oltre una ventina, e il seguire i relativi messaggi, emessi prima nella lingua Nazionale e quindi ripetuti in Inglese, quasi sempre incomprensibili, comporterebbe un impegno di tempo assolutamente non compatibile con l'attenzione necessaria ai problemi dalla navigazione: rimane un mistero come le "preposte autorità" fingano di ignorare che l'ufficiale di guardia null'altro possa fare che **silenziare l'allarme ed infischiarsene** di quanto venga dipoi radiocomunicato!!

QUALCHE DETTAGLIO TECNICO

I protocolli di impostazione per il sistema DSC differiscono fra gli apparecchi ricetrasmettitori VHF e quelli per onde corte o medie, anche se gli apparati ottengono il funzionamento DSC sempre con **l'impiego di un ricevitore apposito**, con propria antenna, il cui decodificatore e

10 Volt, come previsto dalle specifiche di prova! Ma se " lor signori" hanno chiusi entrambi gli occhi per le caratteristiche **dei telefonini**, ben possono chiuderne uno per altri meno diffusi apparecchi destinati a mari lontani…!

codificatore è **connesso** al circuito di bassa frequenza dell'apparato ricetrasmittente! Si impiega una sottoportante audio di 1700 HZ che provvede in VHF ad una sequenza di combinazioni binarie di 7 unità, con sistema sincrono di rilevazione di errore a 10 unità! La codifica binaria si ottiene con uno scostamento di frequenza audio che a 1300 HZ offre lo stato binario "1" (detto "MARK), mentre a 2100 HZ offre lo stato " 0 " (detto "SPACE").
La cadenza di modulazione è di 1200 bauds per la VHF, mentre è di soli 100 bauds per le HF/MF e ciò comporta che nelle onde corte o medie il tempo necessario per la chiamata DSC sia assai più lungo di quello necessario in VHF, infatti è di circa 7 secondi.
Le caratteristiche dei ricevitori/ decodificatori sono le stesse comunemente riscontrabili in apparecchi di buona qualità, con sensibilità effettive migliori di 1 microvolt, generalmente progettate con circuiti di doppia o tripla conversione per migliorare la resistenza alle intermodulazioni.
Pare che alle prove di omologa i soliti "enti preposti" chiudano un occhio sulle caratteristiche di anti-silenziamento ai segnali forti, talmente rigorose per gli apparati marini, da costringere i costruttori, fino ad un ventennio fa, a munire di Valvola termoionica lo stadio di ingresso di apparecchi completamente transistorizzati che senza s'essa sarebbero andati in "tilt" quando, ricevendo un segnale di 1 microvolt fossero stati colpiti da un segnale di diversa frequenza di

COME SI CHIAMA IN DSC …

Supponiamo ora di trovarci a bordo d'una nave battente bandiera Italiana, che potrebbe chiamarsi " Jolly Blu" alla quale è stato assegnato il numero MMSI 247235000, innanzi all'apparecchio VHF sintonizzato sul canale di ascolto 16, con lo squelch regolato correttamente per il silenziamento in assenza di segnale, che di tanto in tanto si apre per lasciar transitare qualche lontana chiamata. Fingiamo ora di venir punti dal desiderio di chiamare la nave "Jolly Platino", che sappiamo rispondere al Numero MMSI 247182000, e della quale sospettiamo la vicinanza. Possiamo semplicemente premere il pulsante sul microfono e dichiarare –" Jolly Platino / IBKP qui è la Jolly blu / ICJB che vi chiama,,, cambio."!
Con tale metodo saremmo ascoltati da chiunque sia "di guardia" sul canale 16 e il tempo di utilizzo di questa frequenza sarebbe considerevole, ma possiamo adottare invece il DSC, per il qual caso provvederemo alla seguente manovra sul ricevitore del canale 70 di cui abbiamo trattato:

- Premeremo il pulsante **CALL** e ci comparirà sul display l'invito a digitare il numero MMSI che desideriamo chiamare.
- Digiteremo sui pulsanti numerici 2 4 7 1 8 2 0 0 0
- Premeremo il pulsante **N E X T** e il display ci inviterà a scegliere un messaggio addizionale; decidendo di scegliere 8 come canale di lavoro, agiremo sui pulsanti a freccetta per evidenziare "work ch "
- Premeremo **N E X T** e quindi 8 e il display ci confermerà " work ch, 8 "
- Premeremo **N E X T** e il display ci inviterà a premere " send " per realizzare la chiamata,
- Premeremo **S E N D**

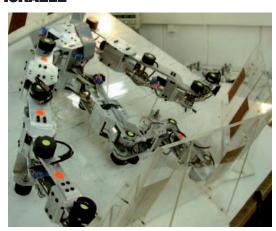
A questo punto il nostro apparecchio emetterà una brevissima nota e la chiamata verrà emessa sul canale 70. Subito dopo, il nostro VHF si commuterà automaticamente sul canale 8 da noi scelto; Se la Jolly Platino da noi chiamata si troverà nella nostra portata radio, il suo apparecchio VHF (e solo quello!) emetterà un forte avviso acustico bitonale e si commuterà anch'esso sul canale 8.L'operatore della Jolly Platino non avrà che da impugnare il microfono e risponderci! Tutta la procedura non avrebbe richiesto che una dozzina di secondi, il canale di emergenza 16 sarebbe rimasto assolutamente libero e nessuna altra nave che la jolly platino sarebbe stata molestata! Ma se avessimo sofferta la necessità di chiedere un soccorso immediato ci sarebbe bastato premere contemporaneamente i pulsanti **D I S T R E S S** e **C A L L** per far trillare gli avvisatori acustici **di tutte** le navi e stazioni costiere nella portata del nostro VHF che si sarebbero poste in immediato ascolto sul canale 16. In ciascun ricevitore che avesse ricevuta la nostra chiamata di soccorso sarebbe rimasto memorizzato il nostro numero MMSI (247235000), assieme all'ora di invio del messaggio e alla nostra posizione in Latitudine e longitudine, che il nostro GPS collegato al codificatore del ricevitore avrebbe automaticamente fornito nel pacchetto di informazioni digitali trasmesse in quel mezzo secondo di chiamata! Con una procedura analoga a quella sopradescritta è prevista la possibilità di collegare in DSC alcune stazioni costiere ed immettersi automaticamente in una linea telefonica per un diretto contatto con l'utente finale. Utilizzando le HF si otterrebbero collegamenti a grande distanza, senza impegno di operatori intermedi, ma questa funzione appare già superata in quanto ormai quasi tutte le conversazioni telefoniche vengono effettuate via satellite. Qualche documentato osservatore ha gia da qualche anno detto che il DSC, e più in generale l'intero piano GMDSS con il quale si è rivoluzionato il metodo di radiocomunicazioni, è già divenuto vecchio e ha mostrato, assieme a qualche vantaggio, numerosi limiti e lacune. Ma per il momento questo è stato deciso dai direttori della grande orchestra mondiale! ❑

CODICE MIP 2772333

AMOS
IL ROBOT CHE CAMMINA COME UN ESSERE VIVENTE

Un team di ricercatori tedeschi del Bernstein Center for Computational Neuroscience, del Physics Department of the Georg-August-University e del Max Planck Institute for Dynamics and Self-Organization ha sviluppato un "walking robot" che è in grado di scegliere in modo flessibile e autonomo l'andatura più adatta. Il successo della soluzione adottata risiede nella sua semplicità: è sufficiente un piccolo network con poche connessioni per dare origine a un'ampia gamma di schemi di movimento. Per rendere possibile tutto ciò il robot utilizza un meccanismo per il "controllo del caos". Nell'uomo e negli animali alcune attività ricorrenti - come respirare e camminare - sono controllate da piccoli circuiti neurali chiamati CPG (Central Pattern Generators). Lo stesso principio viene usato anche per la realizzazione di robot in grado di camminare, soltanto che fino a oggi per generare qualsiasi modalità di movimento era necessario un CPG separato: il robot riceve informazioni dall'ambiente circostante (presenza di ostacoli, salite discese ecc.) tramite sensori e, sulla base di queste informazioni, sceglie il CPG che dovrà controllare il tipo di andatura.

Climbing robot:
NOVITÀ DA ISRAELE

Amir Shapiro, responsabile del laboratorio di Robotica presso il Department of Mechanical Engineering della Ben Gurion University di Beersheeba, nel Negev (Israele), ha recentemente presentato le sue ultime "creature": si tratta di quattro robot in grado di inerpicarsi sui muri. I primi due sono direttamente ispirati agli animali che si arrampicano: il primo, come le lumache, secerne una piccola traccia di muco (in realtà colla a caldo) che gli consente di aderire alle parenti mentre sale, mentre il secondo si richiama a gatti e roditori e monta, alla base delle quattro zampe, artigli con unghie realizzate con ami da pesca che lo aiutano a scalare superfici ruvide. Il terzo robot della "collezione" dispone invece di ruote adesive che gli permettono di salire su superfici molto lisce (come il vetro). L'ultima creatura di Shapiro, invece, sfrutta la forza dei magneti per poter aderire alle superfici metalliche ed è stato concepito per esplorare, al posto di sub in carne e ossa, la parte sommersa degli scafi delle navi alla ricerca di armi di contrabbando ed esplosivi. "Un buon algoritmo di scansione", ha detto Shapiro, "potrebbe rendere ancor più efficiente quest'ultimo robot, cui sono molto interessati anche i militari israeliani".

UN ROBOT PER L'ALTA TENSIONE

Il lavoro d'ispezione e controllo delle linee elettriche ad alta tensione è sempre stato pericoloso per gli addetti alla manutenzione. Così alcune aziende stanno pensando di affidarlo ai robot. La giapponese HiBot, con sede a Tokyo, ha appena messo in campo un prototipo di questo tipo, l'Expiliner. Progettato in collaborazione con la Kansai Electric Power Co. appositamente per le vetuste linee elettriche del Giappone Occidentale (che spesso risalgono a 80 anni fa), è stato testato con successo su cavi da 500 kilovolt (il voltaggio massimo dell'alta tensione nel Sol Levante). "Expiliner assomiglia un po' alla cabina di una funivia che rotola lungo i cavi", dice scherzando - ma non troppo - Michele Guarnieri, italiano, che non solo è consulente tecnico, ma anche uno dei fondatori di HiBot. "Da un lato del robot penzola un braccio manipolatore, che serve anche come contrappeso per il bilanciamento dell'intero sistema". Proprio grazie a questo braccio mobile - che gli permette di sollevare autonomamente prima l'asse anteriore poi quello posteriore, mantenendo un perfetto equilibrio - Expiliner ha dimostrato di poter superare brillantemente gli ostacoli posti lungo la linea, che rappresentano una grande sfida per i robot destinati a questo compito. E anche nel lavoro d'ispezione dei cavi il prototipo della HiBot ha dimostrato grandi capacità: Expiliner, infatti, è equipaggiato con quattro set di sensori (ognuno dei quali comprende anche sensori laser per una maggiore sensibilità) che gli conferiscono l'abilità di esaminare l'intera superficie di ogni cavo, di individuare tracce di corrosione e scalfitture, di scorgere le minime variazioni di diametro che stanno a indicare danneggiamenti all'interno dei cavi. In aggiunta ai sensori laser, il robot giapponese dispone di una telecamera ad alta definizione (dotata di uno zoom molto potente) in grado di registrare dettagli in maniera molto più efficacie rispetto a un elicottero o una persona. HiBot e Kansai ritengono che Expiliner possa diventare operativo nel mese di marzo. "In un paio d'anni", afferma Kiyoshi Tamura, project manager del programma, "pensiamo di riuscire a formare gli addetti destinati a far funzionare questi robot e a svolgere le prime ispezioni".

102 I SERVIZI

Non si può parlare di Microsoft Robotics Studio senza introdurre il concetto di servizio.
I servizi sono gli elementi di base per le applicazioni di questo tipo, vale d dire di sistemi automatici costruiti con l'aiuto del Microsoft Robotics Studio.

di Francesco Pentella

I SERVIZI

Microsoft Robotics Studio (terza parte)

Non si può parlare di Microsoft Robotics Studio senza introdurre il concetto di servizio. I servizi sono gli elementi di base per le applicazioni di questo tipo, vale d dire di sistemi automatici costruiti con l'aiuto del Microsoft Robotics Studio.

I servizi sono i mattoni fondamentali che consentono di controllare e gestire i sensori e gli attuatori dei nostri robot. È possibile, attraverso determinati servizi, gestire lo stato e il comportamento dei robot mediante l'uso di messaggi; non solo, a volte può essere necessario stabilire delle linee di comunicazioni tra servizi.Un robot è tipicamente un'applicazione in grado di relazionarsi con l'ambiente attraverso dei sensori opportunamente predisposti. I robot hanno spesso la necessità di misurare l'intensità della luce o la distanza tra il robot e un ostacolo. Senza il software, il robot e tutta la logica di controllo, è solo un ammasso di ferraglia inutile; infatti, attraverso il software possiamo raccogliere e gestire i dati che il robot ricava dall'ambiente.
Oltre ai sensori, un robot dispone anche di attuatori. Questi permettono al robot di interagire con l'ambiente secondo precisi riferimenti comportamentali ricavati dai sensori. Un servizio in Microsoft Robotics Studio è un elemento principale per gestire le richieste di un robot.Ogni servizio contiene tutto il necessario, il codice, per permettere al robot di svolgere correttamente uno o più funzioni. Il servizio può anche essere utilizzato per comunicare con un altro servizio o software esterno. Un'applicazione di un sistema automatico, in realtà, può essere assimilabile ad un insieme i servizi multipli.

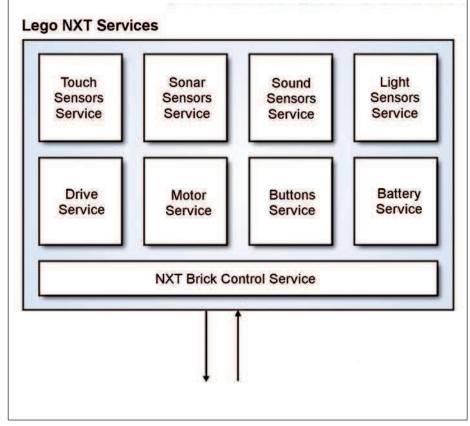



Figura 1: servizi in Lego NXT.

Ad esempio, la figura 1 pone in evidenza i servizi utilizzati per operare con un LEGO Mindstorms NXT.In pratica, i servizi rappresentano l'interfaccia verso i due elementi fondamentali della nostra applicazione: il software e l'hardware. Scrivere un'applicazione utilizzando meccanismi Dss, ovvero Decentralized Software Services, permette di acquisire conoscenze sulle relazioni tra servizi e le richieste di I/O.

CREARE E LANCIARE UN SERVIZIO

Esistono diversi modi per lavorare con MSRS anche ricorrendo alla classica modalità nota come command-line; a questo proposito la **tabella 1** mostra i diversi modi per interagire con il DSS. In precedenza, con la versione 1.5, era necessario interagire direttamente attraverso DssNewService.
Oggi, grazie alla nuova tecnologia in uso, le cose sono più semplici. Infatti, grazie alle possibilità offerte da Visual Studio, vedi **figura 2**, è possibile costruire i nuovi servizi semplicemente interagendo con la parte grafica inclusa.DssHost è utilizzato per lanciare un nuovo nodo DSS su di una porta allo scopo di permettere l'esecuzione di tutti i necessari servizi. Nelle puntate precedenti si è cercato di mettere in risalto l'importanza dello strato DSS come la parte principale dell'ambiente di runtime di Microsoft Robotics Studio.Il nodo è, in pratica, l'ambiente, o il contesto, sul quale un servizio specifico sarà messo in esecuzione. Per far partire un nodo DSS l'operazione è estremamente semplice; infatti, attraverso l'interfaccia grafica occorre selezionare il comando associato dall'ambiente MSRS ricorrendo a questo proposito al menu DSS node: comando DSS Command Prompt dal menu Start.
L'esecuzione di DssNode potrebbe essere incompatibile con il sistema operativo utilizzato nella vostra macchina o con un eventuale antivirus presente. In modo particolare, gli utenti di Windows Vista dovrebbero consultare le note emesse da Microsoft sul relativo sito.
Una volta messo in esecuzione DssNode possiamo vedere una finestra dove il browser in uso potrà collegarsi al link http://localhost:50000.

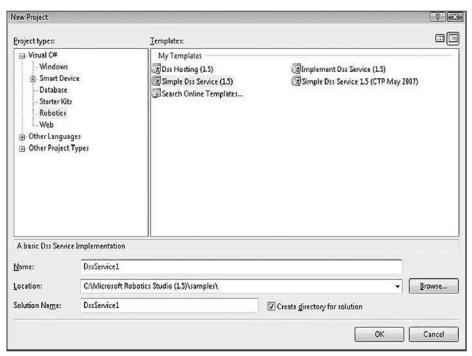



Figura 2: interfaccia grafica per la gestione dei servizi.

Tabella 1 - Command-Line Tools utilizzati per lavorare con DSS

NOME	DESCRIZIONE
DssHost	Utilizzato per attivare un nodo DSS su una determinata porta e porre in esecuzione uno o più servizi.
DssNewService	Utilizzato per creare un framework per un nuovo servizio.
DssInfo	Utilizzato per ricavare informazioni su un determinato servizio.
DssProxy	Utilizzato per generare un proxies. Di solito questa primitiva è invocata come parte di un processo globale.
DssProjectMigration	Utilizzato per far migrare il nostro progetto in una versione differente.
DssDeploy	Utilizzato per creare un eseguibile da un package in cui sono raccolti diverse applicazioni.

La **figura 3** mostra una finestra con DssNode creata per mezzo di un project e, con la **figura 4**, secondo la procedura illustrata in questi passi.
Proviamo ora a realizzare la stessa cosa ricorrendo ad un project. In questo caso dobbiamo aprire, ad esempio, Visual Studio e scegliere le seguenti opzioni: File -> New e selezionare Project. In New Project occorre selezionare il template Simple DSS Service. A questo punto, una volta scritto il nome del nuovo servizio (oppure è anche possibile selezionare il nome di default, DssService1) e le necessarie informazioni utili a rintracciare il file. A questo punto, una volta data la spunta a OK possiamo notare la creazione, nella cartella di lavoro, di vari file utili a definire il nostro progetto, ossia il nostro semplice servizio DSS.Non solo,

LISTATO 1 ESEMPIO

```
private string _out-
putmsg = "Ciao a tutti";
[DataMember]
public string OutputMsg
{
     get { return _out-
putmsg; }
     set { _outputmsg =
value; }
}
```

LISTATO 2 UN ALTRO PICCOLO ESEMPIO

```
private string _member =
"Questo è il mio stato!";

[DataMember]
public string Member
{
    get { return _member;
}
    set { _member = value; }
}
```

LISTATO 3 CODICE GENERATO

```
[ServicePort("/dssser-
vice1", AllowMultipleIn-
stances=false)]
private DssService1Oper-
ations _mainPort = new
DssService1Operations();
```

LISTATO 4 OPERAZIONE CON GET

```
[ServicePort()]
public class DssSer-
vice1Operations : Port-
Set<DsspDefaultLookup,Dss
pDefaultDrop, Get>
{
}
```

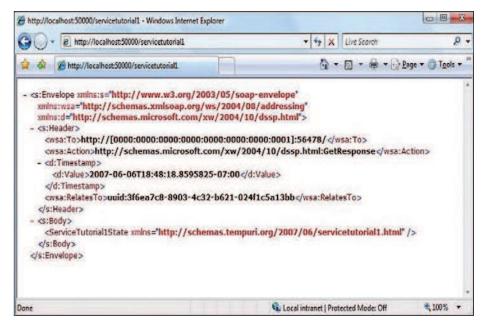



Figura 3: DssHost.

possiamo anche selezionare DSS Command Prompt. Una volta effettuata la selezione, verrà visualizzata una finestra 'Command Prompt' nella cartella di installazione. A questo punto, cambiata la cartella di lavoro occorre lanciare il comando DssNewService secondo questa forma:

```
dssnewservice /namespace_Robotics /service:ServiceTutorial1
cd ServiceTutorial1
```

A questo punto, nella cartella ServiceTutorial1 possiamo verificare la presenza di un progetto dal nome 'ServiceTutorial1.csproj'. Il progetto può essere caricato attraverso Visual Studio o Visual Studio Express come ad esempio C#.
Con "start ServiceTutorial1.csproj" è possibile modificare e lavorare con il progetto appena creato.
Il Solution file (in questo caso ServiceTutorial1.sln) può anche essere creato con Visual Studio. Una volta completata l'operazione è possibile fare il building della nostra soluzione attraverso l'opzione Build scegliendo 'Build Solution', ma basta anche selezionare il tasto funzione F6.Non solo, è possibile compilare la nostra applicazione, una volta creato il file Solution, da 'DSS Command Prompt' con il comando:

```
msbuild ServiceTutorial1.sln
```

Le possibilità sono diverse: il neofita, ad esempio, può utilizzare l'apposito Wizard. Abbiamo visto che, se non indicati diversamente, i nomi dei nostri servizi sono identificati semplicemente con un numero progressivo accanto al servizio, così:

```
DssService1.cs e DssService1.cs e DssService1Types.cs
```

Il servizio DssService1.cs è la classe di implementazione e in questa classe verrà inserito il relativo codice per gestire correttamente l'applicazione: lettura di un sensore e l'invio di un comando al nostro robot. Viceversa, in DssService1-Types.cs, o contract class, troveranno posto le informazioni che verranno restituite, come lo state, o stato. La contract class dovrà gestire tutte le richieste consentite ad un servizio.
Ad esempio, possiamo pensare di realizzare un DssService in grado di inviare una frase "Ciao a tutti". In questo caso, la frase è il cosiddetto stato del servizio ed è, appunto, lo stato che sarà restituito a tutti i servizi che richiedono qualcosa alla nostra particolare implementazione. Per definire il tutto, è necessario inserire nel file DssService1Types.cs la porzione di codice come messo in evidenza nel **listato 1**. Dal **listato** vediamo che l'attributo Da-

Tabella 2– Estratto operazioni DSSP fornite con MSRS

OPERATION	DEFAULT	DESCRIPTION
Create	DsspDefaultCreate	L'operazione permette di creare un nuovo servizio. Non è possibile chiamare l'operazione direttamente perché la gestione passa attraverso
L'operazione	DsspService	CreationPort.
Delete	DsspDefaultDelete	Elimina la porzione dello stato identificato dall'operazione corrente. Questa operazione elimina lo stato ma non gli elementi di un servizio.
Drop	DsspDefaultDrop	Effettua l'operazione di shuts down di un servizio. Questa operazione deve essere il messaggio finale inviato verso un servizio.
Get	DsspDefaultGet	L'operazione è utilizzata per ottenere l'intero stato di un servizio. Per accedere ad un elemento specifico occorre far ricorso all'operazione di Query.
Lookup	DsspDefaultLookup	Restituisce il contesto di un servizio. L'operazione è richiesta per tutte le tipologie di messaggi.
Query	No default provided	L'operazione consente di accedere ad un singolo elemento di uno stato. L'operazione restituisce solo le informazioni associate all'informazione selezionata.
Replace	DsspDefaultReplace	Sostituisce tutti gli elementi dello stato di un servizio.
Submit	No default provided	L'operazione è simile ad una istruzione di tipo 'execute'. Questa operazione dovrà svolgere una computazione al fine di non alterare il valore dello stato di un servizio.
Subscribe	No default provided	Permette ad un servizio di ricevere una notifica di un evento a riguardo il cambio di uno stato con un altro servizio.
Update	DsspDefaultUpdate	Consente l'aggiornamento di un specifico stato. La richiesta di aggiornamento deve essere permessa con un'operazione di dolete e wrapped in una sola operazione per assicurare l'esito positivo della richiesta.

LISTATO 5 OPERAZIONE CON HTTPGET

```
[ServicePort]
public class ServiceTu-
torial1Operations : Port-
Set<DsspDefaultLookup,
DsspDefaultDrop, Get,
HttpGet>
{
}
```

LISTATO 6 SERVICEHANDLER

```
[ServiceHandler(Service-
HandlerBehavior.Concur-
rent)]
public IEnumerator<ITask>
HttpGetHandler(HttpGet
httpGet)
{
   httpGet.Response-
Port.Post(new HttpRespon-
seType(_state));
   yield break;
}
```

taMember indica che la proprietà associata al servizio dovrebbe essere serializzata come XML. Viceversa, il **listato 2** pone in evidenza un altro esempio.

INVIARE E RICEVERE MESSAGGI

La funzione di un servizio è quello di inviare e ricevere messaggi. I messaggi sono fortemente tipizzati e il suo tipo è definito in un servizio.

Secondo la specifica DSS, un messaggio deve contenere una serie di elementi. Per prima cosa un messaggio deve essere costituito da un'azione. In pratica, è un particolare meccanismo utilizzato dal messaggio per informare lo strato runtime sull'operazione richiesta. Ad esempio, tipicamente un messaggio utilizza operazioni di Get o di Update, nel primo caso il servizio deve ottenere l'ultima versione del suo stato, mentre con Update si indica che il servizio dovrà aggiornare la sua ultima versione. Secondariamente, un messaggio è contraddistinto da un body. Il body non va confuso con il contenuto del messaggio che deve essere inviato (ad esempio "Ciao a tutti"), ma è l'XML associato che si trova nell'istanza Microsoft.ServiceModel.Dssp.GetRequestType. Infine, per ultimo, il messaggio è contraddistinto da una Response Port. In sostanza, si identifica la porta su dove sarà inviato il response in relazione con la sua request.

Lo stato del servizio, il messaggio "Ciao a tutti", è restituito da un meccanismo noto come DSS transform. Questo è in sostanza un file generato quando il servizio è compilato, gli stati che sono richiesti devono passare attraverso questo file. Il proxy e il file transform sono generati, in maniera automatica e trasparente, mediante Visual Studio. L'utente ha la possibilità di interagire con il tool grafico per scoprire le caratteristiche di questo meccanismo. I vari assemblies generati sono posizionati nella sottocartella bin di MSRS.

Quando si compila un servizio, il Microsoft Robotics Studio genererà tre differenti file assemblies: uno per i servizi, uno per il proxie e, per ultimo, per il transform. I nomi di questo file utilizzano una loro convezione:

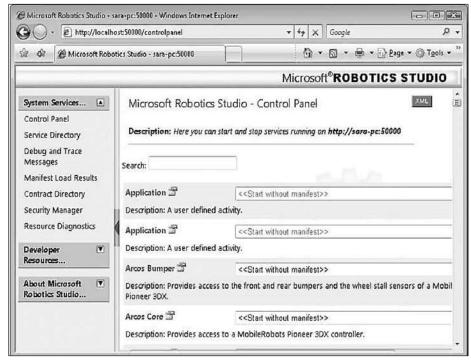



Figura 4: DssNode.

```
<service name>. Y<year>.
M<month>. <Proxy, Transform,
or blank>.dll.
```

Ad esempio

```
C:\Microsoft Robotics Studio
(1.5)\bin\DssService1.Y2007.M0
7.dll
```

La conoscenza dei vari meccanismi di invio o di ricezione dei messaggi che utilizzano le porte DSS possono risultare utile. Quando si crea un servizio, il tool di compilazione inserisce, nei vari template, il codice relativo. Il **listato 2** mostra l'eventuale codice inserito nel file DssService1.cs.Il codice pone in evidenza alcune caratteristiche. Ad esempio, sulla porta principale non è possibile creare istanze multiple, AllowMultipleInstances=false) ,e i servizi sono localizzati in una sottocartella identificata come ("/dssservice1"). Dalle informazioni contenute è possibile determinare l'URL del servizio. Il codice mostrato indica la possibilità di utilizzare le operazioni DSSP, o Decentralized Software Services Protocol, come definito nella classe DssService1Operations. In che modo le operazioni sono inserite in un file DssService1Types.cs? A questo proposito si veda il **listato 3**, **4** e **5**. Nel **listato 5** si aggiunge il messaggio HttpGet alla lista dei messaggi supportati dal servizio, o meglio alla porta associata al servizio. Una porta è un meccanismo che permette di conoscere scambiare i messaggi tra i vari servizi disponibili, mentre una PortSet è una collezione di porte. La tabella 2 pone in evidenza alcuni operazioni DSSP che possono essere aggiunti al PortSet.

Un service handler si occupa, infine, di gestire messaggi che transitano su una porta. Un servizio potrebbe anche disporre di molti service handler e ognuno di questi è in grado di gestire differenti DSSP, con la sola eccezione di DsspDefaultLookup e DsspDefaultDrop.Il **listato 6** mostra un service handler che spedisce un messaggio HttpResponseType verso una porta associata al messaggio HttpGet. L'infrastruttura http presente nel DSS si occuperà di serializzare le operazioni. ❑

Lo shop della Community dell'elettronica

PRIMO PIANO

BIGAVR6

La BIGAVR6 è una scheda di sviluppo completa per microcontrollori Atmel AVR 64/100-pin (ATMega 128 inclusa). La BIGAVR6 comprende: touch-screen controller, programmatore USB 2.0, interfaccia JTAG, dispositivi di interfacce di visualizzazione, RTC, e molti altri dispositivi utili.Caratteristiche principali della BIGAVR6:

- Programmatore USB 2.0.
- Interfaccia JTAG.
- 2 porte RS-232 con connettore DB9.
- MMC\SD card slot (memory card non incluse).
- Interfaccia di testo LCD (LCD non incluso).
- Interfaccia grafica LCD (LCD non incluso).
- Touch-screen interface/controller (touch-screen non incluso).
- EEPROM da 1Kb (24AA01) con interfaccia I2C.
- Interfaccia termometro digitale per DS1820 (DS1820 non incluso).
- VCC (5V) o tensione di riferimento 4.096 V.
- Interfaccia CAN bus.
- Interfaccia USB.
- Orologio Tempo reale (DS1307) con batteria di backup.
- 86 pulsanti interruttori.
- 86 LED.
- Pull up or Pull down pin/port defining.
- Potenziometro analogico per collaudo D.C..
- Commutatore di alimentazione.
- Circuito di reset.
- Oscillatore rimovibile

CODICE: BIGAVR6 PREZZO: €154,80

NOVITA'

PIC32MX4 MultiMedia Board

PIC32MX4 MultiMedia Board è un sistema compatto per lo sviluppo e test di interfacce utente avanzate . Questo strumento fornisce una completa ed alta qualità della piattaforma multimediale di supporto allo sviluppo dispositivi PIC32MX4.

CODICE: PIC32MX4 MULTIMEDIA BOARD

PREZZO: € 166,80

PoScope Basic Bundle

OFFERTA

Utilizzando la tecnologia Plug'n Play USB e fornendo un isolamento ottico completo l'oscilloscopio PoScope Basic è facile da installare e usare, cosi come assicurare la protezione per il computer. Il software è un oscilloscopio, un registratore di diagramma, un generatore di funzioni , un generatore di logica, un analizzatore logico ed un analizzatore di spettro tutto in un unico pacchetto.

PoScope Basic contiene:

- 1 PoScope Basic
- 2 sonde per Oscilloscopio (60MHz)
- 1 cavo di prova per analizzatore logico (16 canali)
- 1 cavo USB
- 1 CD con software e manuale

CODICE: POSCOPE BASIC BUNDLE PREZZO: ~~€ 187,20~~ € 166,80

NOVITA'

Annata 2009 di Elektor

Il CD contiene tutte le riviste del 2008 e del 2009 dell'edizione italiana in formato pdf ad alta risoluzione con tutti i downloads relativi ai singoli numeri. Nel CD è contenuto anche Acrobat Reader 6 per sfogliare le riviste.

CODICE: EK-CD2009 PREZZO: € 30,00

NOVITA'

Port Expander

Il cuore del Port Expander è l'MCP23S17 Microchip con funzioni SPI con velocità di clock fino a 10 MHz per le applicazioni a throughput elevato, I/O bidirezionali a 16-bit (input pin di default), tre indirizzi hardware per consentire fino a otto dispositivi sul bus, interrupt pin di uscita configurabili (come attivo-alto, attivo basso, o open drain). INTA e INTB possono essere configurati per operare in modo indipendente o insieme. Sorgente di interrupt configurabile (Interrupt on-change tramite registro di configurazione o pin ces). Registro per l'inversione di polarità per configurare la polarità dei dati dalla porta di ingresso.

Caratteristiche:

- Port expander 16 porte I/O con connessione SPI da 10MHz
- Sorgente di interrupt configurabile.
- Registro di inversione di polarità.
- Può essere facilmente collegato al connettore IDC 10 pin.
- Esempi pronti all'uso.

CODICE: EP-PORTEXPANDER ***PREZZO: € 14,40***

Un nuovo compilatore BASIC per PIC

Per sviluppare tutto il firmware necessario alla vostra applicazione, Mikroelektronika propone il pacchetto MikroBASIC, un compilatore BASIC per AVR. Con MikroBASIC sarà possibile creare file sorgenti in BASIC utilizzando il Code Editor integrato, compilare e linkare il codice, controllare il programma utilizzando il debugger, monitorare lo stato delle variabili attraverso la Watch Window, ottenere un report degli errori di compilazione ed estrarre statistiche dettagliate sull'uso della memoria del AVR e molto altro.

OFFERTA

CODICE: MIKROBASIC PRO ***PREZZO: ~~€154.80~~ €118.80***

EasyARM

Il sistema EASYARM supporta i microcontrollori ARM a 64 e 144 pin (viene fornito con LPC2148). Ogni jumper, elemento o pin è chiaramente marcato sulla scheda. Grazie a BIGPIC4 è possibile verificare la maggior parte delle applicazioni industriali: temperatura, controlli, contatori, timers, ecc. Comprese nel prodotto vengono fornite applicazioni ed esempi.

OFFERTA

CODICE: EASYARM ***PREZZO: ~~€ 187.20~~ € 166,80***

2 CD ROM Annata Firmware

Questo bundle prevede due CDROM Annata Firmware a vostra scelta ad un prezzo promozionale.

CODICE: BUNDLE R ***PREZZO: € 45,00***

BUNDLE

OFFERTA

BIGPIC5

Il sistema supporta i più recenti microcontrollori PIC® a 64 e 80-pin (composto da PIC18F8520 operante a 10MHz).
Programmer On-Board USB 2.0 ad alte prestazioni
Programmer on-board USB 2.0 estremamente veloce con installazione semplificata dei drivers.
Assoluta confortevolezza con lo strumento di sviluppo BIGPIC5
È stato disegnato per permettere a studenti o ingegneri di esercitarsi facilmente ed esplorare le possibilità dei microcontrollori PIC®.
La scelta intelligente per PIC® MCU debugging mikroICD è uno strumento ad alta efficienza per il debugging in Real-Time a livello hardware. Il debugger ICD fornisce l'accesso all'esecuzione di un programma su un host PIC®.
Sistema di sviluppo PIC® User-Friendly
Il sistema di sviluppo BIGPIC5 è una board di sviluppo pienamente caratterizzata da strumenti di programmazione per i microcontrollori PIC®.

CODICE: BIGPIC5

PREZZO: ~~€ 226,80~~ € 118,80

Lo shop della Community dell’elettronica

Modulo Audio-Sound

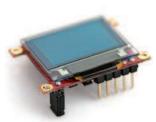
BEST SELLER

SOMO-14D è un modulo Audio-Sound dalle ridotte dimensioni capace di eseguire files audio pre-salvati quali voce e musica da una memory card formato micro-SD. Il modulo supporta audio files ADPCM 4-bit con sample rates da 6Khz fino a 36Khz. Usando lo strumento software disponibile liberamente, qualsiasi file WAVE(.wav) o MP3(.mp3) può essere facilmente convertito in formato ADPCM(.ad4) il quale può essere successivamente salvato in una memory card micro-SD. Il modulo compatto drop-in a 14pin occupa uno spazio veramente ristretto sulla board ed è ideale per qualsiasi applicazione che richiede audio integrato. Il modulo offre due modalità operative, SERIAL-MODE e KEY-MODE. La modalità SERIAL-MODE fornisce una semplice interfaccia 2-wire a qualsiasi microcontrollore attraverso le proprie linee DATA e CLK. Le operazioni audio quali PLAY, PAUSE, STOP e le funzioni di controllo VOLUME sono tutte disponibili all’host micro via semplici comandi seriali. La modalità KEY-MODE fornisce un’operatività stand-alone in cui un host micro non è richiesto. Con solo 3 pulsanti, una batteria 3V e uno speaker, può essere implementato un Player MP3 estremamente compatto e povero di componenti. In breve, SOMO offre una soluzione audio integrata a basso costo, compatta e decisamente flessivile per molte applicazioni.

CODICE: SOMO-14D   PREZZO: € 24,00

Convertitore luce-frequenza

Il dispositivo è un convertitore luce-frequenza, l’uscita può essere un treno di impulso o un’onda quadrata (50% duty cycle) con frequenza direttamente proporzionale ad intensità della luce

CODICE: EP-LIGHT2FREQ   PREZZO: € 16,80

OLED intelligente

Il microOLED **µOLED-96** è un **display grafico a colori** completo di scheda di controllo che può essere gestito direttamente da un microcontrollore (PIC, AVR, ARM, Stamp) via porta seriale. Possibilità di scegliere 3 tipi di dimensioni per il font (5x7, 8x8 and 8x12) e con appositi comandi disegnare cerchi, linee, rettangoli, scegliere il colore dello sfondo e caricare immagini bitmap. A bordo adattatore memory card per micro-SD (µSD) per immagazzinare icone, immagini, animazioni ecc..

Caratteristiche tecniche:

- Risoluzione 96x64 pixel, 65.00 o 262.000 colori
- Diagonale 0.96” , dimensioni 32.7 x 23.0 x 4.9mm. Area attiva: 20mm x 14mm.
- No Backlight, angolo di visualizzazione 180°
- 5 pin di interfaccia con dispositivo host: VCC, Tx, Rx, GND, Reset.
- Tensione di Alimentazione da 3,6V a 6.0V, corrente nominale 40mA con tensione di 5V
- Seriale RS232 con auto-baud (300 to 256K baud). Se viene interfacciato a un sistema seriale a 3.6 Volt è necessaria una resistenza da 1 K sul pin RX
- A bordo adattore memory card per micro-SD (µSD) per memorizzare icone, immagini, animationi ecc..
- Possibilità di selezionare fino a 3 dimensioni di Fonts (5x7, 8x8 e 8x12)

CODICE: UOLED-96-G1   PREZZO: € 46,80

Programmatore stand-alone

Mach X è un programmatore completo, ottimo sia per i dispositivi Flash che OTP. La velocità di programmazione è garantita da una CPU PIC18 a 40 MHz. Sfruttando la logica ICSP è possibile programmare chip con vari packages, da 8 a 40 pin, tramite un unico zoccolo ZIF a 40-pin. Mach X supporta l’In-Circuit sia per la programmazione che per il debug.

Caratteristiche tecniche:

- Dispositivi supportati: PIC12, PIC14, PIC16, PIC18, dsPIC, MCPxxxx(CAN Bus chips)
- Programma diversi chip con package DIP (8-40pins) attraverso uno zoccolo ZIF a 40-pin
- La programmazione In-Circuit funziona mediante un connettore standard ICD
- Funziona come ICD debugger con il software CCS Windows IDE compiler.
- Interfaccia USB: nessun alimentatore richiesto. Linux e Windows (32 bit): sono disponibili drivers e software per Linux e Windows OS. Gli aggiornamenti firmware del Mach X vengono fatti tramite software.
- Legge i files HEX e COF
- User selectable verify voltages (2V to 5.5V): importante per soddisfare le specifiche Microchip per la produzione mediante ICSP.
- Pulsante Start/Repeat sul programmatore per una semplice programmazione in volumi.
- Numerazione avanzata dei dispositivi: il software prevede un efficiente sistema per la serializzazione dei componenti, sia in modalità binaria che in ASCII. E’ possibile accedere ai serial numbers attraverso un file esterno o dal prompt.
- Log file capability.
- Calcolo e programmazione della calibrazione per i dispositivi con l’oscillatore interno.
- Hex file oriented operation

CODICE: MACH-X
PREZZO: € 222,00

www.ieshop.it

Ordinare direttamente tramite internet conviene! Potrai infatti aggiudicarti dei buoni sconto (coupon) con le modalità:

COUPON ABBONAMENTO ONLINE FE E FW
Sottoscrivendo un nuovo abbonamento o rinnovando il proprio online, direttamente tramite IE SHOP, si ha diritto ad un coupon del 15%! **Qualora ci si abbona (sempre online) a Fare Elettronica e Firmware insieme il coupon è del 20%!**

COUPON QUIZ "ELETTROQUIZ"
Rispondendo ai Quiz presente ogni mese su Fare Elettronica si avrà diritto ad un coupon del 10%. Tutte le risposte pervenute saranno accuratamente valutate dagli autori dei quesiti e, in caso di risposta esatta (oltre al Coupon) potrai vincere fantastici premi!

COUPON "ACQUISTI PREMIATI"
I tuoi acquisti su www.ieshop.it vengono premiati con un coupon del 10% se il tuo ordine supera i 100 EUR (IVA e spese di trasporto escluse). Ma se il tuo ordine supera i 200 EUR, lo sconto sale al 20%!

IMPORTANTE!
- Il coupon può essere speso **esclusivamente** ordinando sul sito www.ieshop.it
- Il coupon non potrà essere utilizzato in caso di nuova sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento, è invece utilizzabile per tutti gli altri prodotti presenti su www.ieshop.it
- Ogni coupon ha una scadenza, non dimenticarlo!
- Lo slogan "più acquisti più risparmi" pecca senz'altro di originalità, ma in questo caso è molto azzeccato: i coupon sono infatti utilizzabili solo una volta, usalo bene!
- I coupon non sono cumulabili, e vanno utilizzati singolarmente, secondo il criterio cronologico di assegnazione.

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento — BancoPosta

sul C/C n. 70107552 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

ESEGUITO DA: VIA - PIAZZA CAP LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE

CAUSALE

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Accredito — BancoPosta

sul C/C n. 70107552 di Euro

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A: INWARE EDIZIONI SRL

CAUSALE

ESEGUITO DA: VIA - PIAZZA CAP LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE

importo in euro numero conto td

70107552 < 451>

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOPRASTANTE!

AVVERTENZE

Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.

La causale è obbligatoria per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.

Le informazioni richieste vanno riportate in modo identico in ciascuna delle parti di cui si compone il bollettino.

Indagine sui lettori

Aiutaci a conoscerti meglio!
Con il tuo aiuto riusciremo ad offrirti una rivista sempre più in linea con le tue aspettative!

Nome ....

Cognome ....

Via .... n° ....

Cap .... Città .... Prov ....

Email ....

IL TUO SETTORE DI COMPETENZA:

- ❑ **B05** Direzione Tecnica
- ❑ **B06** Progettazione
- ❑ **B07** Studente
- ❑ **B08** Direzione Acquisti
- ❑ **B09** Insegnante
- ❑ **B10** Altro . . . .

PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORI:

- ❑ **C11** Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT
- ❑ **C12** Elettrodomestici
- ❑ **C13** Consulenza
- ❑ **C14** Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
- ❑ **C15** Automotive
- ❑ **C16** Vending
- ❑ **C17** Altro . . . .

NUMERO DI DIPENDENTI DELLA TUA AZIENDA:

- ❑ **D18** fino a 10
- ❑ **D19** da 10 a 50
- ❑ **D20** da 50 a 100
- ❑ **D21** da 100 a 500
- ❑ **D22** oltre 500

FE 298/299

Solo se sei abbonato, indica il tuo codice abbonato: . . . .
e barra la casella di interesse:

TIPO DI ABBONAMENTO:

- ❑ **A01** Personale uso professionale
- ❑ **A02** Aziendale
- ❑ **A03** Scuola o Università
- ❑ **A04** Personale uso hobbistico

Compila il cedolino e invialo in busta chiusa o via fax allo 02 66508225 e riceverai GRATIS a tua scelta UN CD-ROM DEL VALORE DI 10 EURO

STARTER KIT per lo sviluppo di applicazioni con i microcontrollori Freescale 9RS08

MASTERIZZARE DVD E FORMATO DIVX un corso che spiega con esempi pratici come masterizzare DVD e in formato DivX.

Grazie per la preziosa collaborazione!

PRODOTTI

Se vuoi ordinare "offline" ovvero senza usare internet, usa il seguente modulo d'ordine **PRODOTTI**

COD. PRODOTTO	DESCRIZIONE	PREZZO UNITARIO	Q.tà	Totale
			SUB TOTALE	
			SPESE DI SPEDIZIONE	
			TOTALE	

Nota. Se le righe non sono sufficienti, utilizzare più copie del modulo.
Per maggiori dettagli sulle spese di spedizione e metodi di pagamento vedi retro cartolina.

FE298/299

METODI DI PAGAMENTO

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **CONTRASSEGNO**

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ American Express ☐ postepay

TITOLARE. . . . .
NUMERO . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . Cognome . . . .
Indirizzo . . . . n° . . . . Cap . . . .
. . . . Città . . . . Prov . . . . .
Tel . . . . Fax . . . . Email . . . .
Ragione Sociale . . . . Codice fiscale . . . . Partita IVA . . . .
DATA . . . . FIRMA . . . . ☐Fattura

ABBONAMENTO

Sì, mi abbono a Fare Elettronica

☐ Abbonamento TRIAL a 3 numeri di FARE ELETTRONICA a soli € 15,00 anzichè € 18,00

☐ Abbonamento Premium a 11 numeri di FARE ELETTRONICA a soli € 49,50 anziché € 66,00

☐ Abbonamento PRO a 11 numeri di FARE ELETTRONICA include il CD dell'annata 2009 a soli € 59,50 anziché € 96,00

SNAP IT

Usa lEmobile! Abbonati al PRO al prezzo del PREMIUM

FE298/299

METODI DI PAGAMENTO (per maggiori dettagli vedi retro cartolina)

☐ **BONIFICO BANCARIO** ☐ **BOLLETTINO POSTALE** ☐ **ALLEGO ASSEGNO** (Intestato a Inware Edizioni)

☐ MasterCard ☐ VISA ☐ American Express ☐ postepay

TITOLARE. . . . .
NUMERO . . . .
DATA DI SCADENZA. . . . . CODICE DI SICUREZZA . . . .

INVIARE IL MODULO D'ORDINE A: Inware Edizioni srl, via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI) - oppure via FAX allo 02 66508225
(Inviando questo modulo si accettano i termini e le condizioni riportate a tergo)

Nome . . . . Cognome . . . .
Indirizzo . . . . n° . . . . Cap . . . .
. . . . Città . . . . Prov . . . . .
Tel . . . . Fax . . . . Email . . . .
Ragione Sociale . . . . Codice fiscale . . . . Partita IVA . . . .
DATA . . . . FIRMA . . . . ☐Fattura

ISTRUZIONI PER L'ORDINE E SPESE DI SPEDIZIONE

Il modulo d'ordine dovrà essere compilato in tutte le sue parti ed inviato via posta o via fax ai recapiti indicati sul modulo d'ordine stesso. Gli ordini potranno essere fatti anche direttamente online dal sito www.ieshop.it. In questo caso non sarà necessario inviare il modulo d'ordine. Le spese di spedizione ammontano a euro 8,50 a cui vanno aggiunti euro 3,50 se si sceglie di pagare in contrassegno.

METODI DI PAGAMENTO

Si accettano pagamenti ino in contrassegno, carta di credit, bollettino postale o bonifico all'ordine. Per il contrassegno verrà applicata una spesa aggiuntiva di euro 3,50 per le spese di contrassegno. Forme diverse di pagamento devono essere previamente concordate.

Bonifico bancario

Appoggiato su Poste Italiane IBAN: IT 68 I 07601 01600 000070107552 intestato a Inware Edizioni srl.

Bollettino postale

Versamento sul conto corrente postale n. 70107552 intestato a Inware Edizioni srl. Inviare la ricevuta (o copia) del versamento.

Contrassegno

La merce verrà pagata direttamente al corriere alla consegna della merce. Il pagamento in contrassegno comporta l'addebito di euro 3,50per spese di contrassegno.

Carta di Credito

Il pagamento con carta di credito può essere effettuato specificando i dati della carta via posta, email, web, fax o telefono. Per gli ordini effettuati sul sito il pagamento mediante carta di credito verrà effettuato attraverso una connessione sicura SSL per garantire la massima sicurezza.

TERMINI E CONDIZIONI

Tutti i prodotti sono coperti da garanzia. La garanzia copre tutti i difetti di fabbricazione entro un anno dal ricevimento della merce. Tutti i prodotti non funzionanti per uso improprio o incuria non saranno ritenuti in garanzia e saranno addebitati gli eventuali costi di riparazione. Tutti i prodotti verranno riparati e/o sostituiti direttamente dal produttore. Non sono coperti da garanzia i componenti elettronici (microprocessori, memorie, ecc.) La garanzia dei prodotti si intende F.co ns. sede, le eventuali spese di trasporto sono a carico del cliente salvo accordi diversi. Per dar corso alla riparazione/sostituzione in garanzia è necessario seguire l'apposita procedura di RMA.

PRIVACY

Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email all'indirizzo info@inwaredizioni.it

---

ABBONARSI ALLE RIVISTE INWARE EDIZIONI CONVIENE!

I vantaggi per gli abbonati sono, oltre al prezzo bloccato per un anno, la ricezione del numero direttamente a casa con la garanzia di ricevere tutti i numeri.
Inoltre un vistoso risparmio che, nel caso dell'abbonamento plus, ammonta a ben 36,50 euro.
L'abbonamento ha una durata di 12 mesi e comporta l'invio di 11 numeri di Fare Elettronica. Eventuali variazioni di indirizzo andranno comunicate tempestivamente alla Redazione che provvederà a registrare il cambiamento senza alcuna spesa aggiuntiva. L'abbonamento decorrerà dal primo numero raggiungibile alla data di avvenuto pagamento. Non sono previsti rimborsi in caso di disdetta dell'abbonamento.

METODI DI PAGAMENTO

Bonifico bancario

Appoggiato su Poste Italiane IBAN: IT 68 I 07601 01600 000070107552 intestato a Inware Edizioni srl.

Bollettino postale

Versamento sul conto corrente postale n. 70107552 intestato a Inware Edizioni srl. Inviare la ricevuta (o copia) del versamento indicando nella causale:
"Abbonamento Fare Elettronica"

Carta di Credito

Il pagamento con carta di credito può essere effettuato specificando i dati della carta via posta, email, web, fax o telefono. Per gli ordini effettuati sul sito il pagamento mediante carta di credito verrà effettuato attraverso una connessione sicura SSL per garantire la massima sicurezza.

Assegno bancario

E' possibile spedire un assegno bancario insieme a questo coupon.